PIERRE MAYÉ

les alimentations tome 2

ISBN 2-903055-40-4

emap.alpha

Diffusion
EYROLLES

emap•alpha

Diffusé par EYROLLES
61 bld Saint Germain 75240 Paris Cedex 05

Dépôt légal : 1er trimestre 1996
Tous droits de reproduction, d'adaptation et de traduction réservés pour tous pays.
Copyright 1996. All rights reserved. No part of this publication may be reproduced by any form without the written permission of the publishers.

Imprimerie Berger-Levrault, Nancy

PIERRE MAYÉ

les alimentations
tome 2

Tous les circuits électroniques ont un point commun : ils ont besoin d'une certaine énergie pour fonctionner. Sauf de rares exceptions, cette énergie est fournie par une source de tension continue : l'alimentation. On dispose de deux possibilités pour sa réalisation : d'une part, les piles et les accumulateurs qui sont directement des générateurs de tension continue et d'autre part les alimentations électroniques convertissant la puissance issue du secteur alternatif. C'est cette deuxième catégorie qui nous intéresse ici. L'évolution de la technique a modifié la conception des alimentations. L'intégration poussée de nombreux circuits a apporté des simplifications considérables. Par ailleurs, de nouvelles possibilités sont apparues, en particulier avec les régulateurs à découpage.

L'ouvrage étudie les différentes fonctions nécessaires à la réalisation des alimentations. On y trouve l'analyse des principes de fonctionnement, la démonstration des formules utiles à la conception et un certain nombre de renseignements pratiques. De nombreux exemples sont présentés. La démarche de choix des composants est menée complètement et les calculs numériques sont toujours détaillés.

Etant donné l'étendue du sujet, l'ouvrage est divisé en deux tomes : le premier regroupe les chapitres 1 à 7 tandis que le deuxième est formé des chapitres 8 à 15.

L'auteur tient à remercier les différents constructeurs qui lui ont fourni des documentations sur leurs produits.

STRUCTURE DES CONVERTISSEURS A DECOUPAGE

8

Quand on désire convertir ou réguler une tension continue avec un bon rendement, il faut faire appel à des composants fonctionnant en commutation. Après découpage, il est nécessaire de reconstituer du continu par filtrage avec des composants inductifs et capacitifs. De nombreuses structures existent et ce chapitre passe en revue les plus utilisées.

CONVERTISSEURS A BOBINE

Les montages les plus simples utilisent une bobine pour accumuler l'énergie et un condensateur pour assurer le filtrage de la tension. Trois configurations sont possibles selon qu'on désire abaisser, élever ou inverser la polarité d'une tension continue. Ces structures sont très intéressantes pour créer des alimentations quelconques à partir d'une source principale.

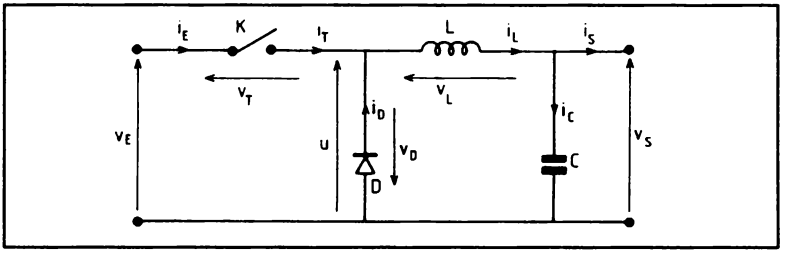


Fig. VIII-1 : Convertisseur abaisseur.

CONVERTISSEUR ABAISSEUR

Le schéma de base est donné à la figure VIII-1. L'interrupteur

électronique K est commuté périodiquement suivant les ordres d'un circuit de commande ou de régulation. On obtient ainsi un signal rectangulaire dont on peut régler la valeur moyenne en faisant varier les durées d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur. La bobine et le condensateur permettent de filtrer cette tension pour arriver à du continu en sortie. L'interrupteur est réalisé à partir d'un transistor. La diode permet d'assurer la continuité du courant dans la bobine lors de l'ouverture de l'interrupteur. Lorsque le transistor est saturé (K fermé), le courant augmente et la bobine emmagasine de l'énergie. Quand le transistor se bloque, le courant dans la bobine s'écoule dans la diode. En effet, cette dernière est devenue passante pratiquement instantanément. Au moment de l'ouverture de l'interrupteur, le courant dans la bobine veut décroître très rapidement, ce qui provoque une importante surtension dans le circuit. La polarité de la tension aux bornes de la diode entraîne presque immédiatement sa mise en conduction. La cause de la surtension disparaît puisque le courant dans la bobine continue de s'écouler dans la diode. L'énergie emmagasinée sert à l'alimentation de la charge et le courant décroît. Deux types de fonctionnement peuvent exister. Dans un premier cas, l'énergie de la bobine n'est pas totalement consommée lorsque le transistor se met de nouveau à conduire. Le courant ne s'annule jamais. On qualifie ce fonctionnement de mode continu. Dans un deuxième cas, la bobine se décharge complètement avant la remise en conduction du transistor. Le courant est nul pendant une fraction de période. On parle alors de mode discontinu. Les performances du montage et le choix des composants dépendent du mode employé.

Pour l'étude du circuit, on idéalise les composants. La tension v_E appliquée à l'entrée est continue et on commande périodiquement l'interrupteur. La durée de fermeture est appelée t_1 et la durée d'ouverture t_2. On utilise plutôt comme paramètres la période T et le rapport cyclique α :

$$T = t_1 + t_2$$

$$\alpha = \frac{t_1}{T}$$

L'inverse de la période est la fréquence des commutations :

$$f_c = \frac{1}{T}$$

On se place en régime établi.

FONCTIONNEMENT EN MODE CONTINU

Les chronogrammes des tensions et des courants sont tracés à la figure VIII-2. On place l'origine des temps au début d'une phase de conduction du transistor. La tension u est alors égale à v_E. La diode est bloquée car elle est polarisée en inverse. Le courant dans la bobine

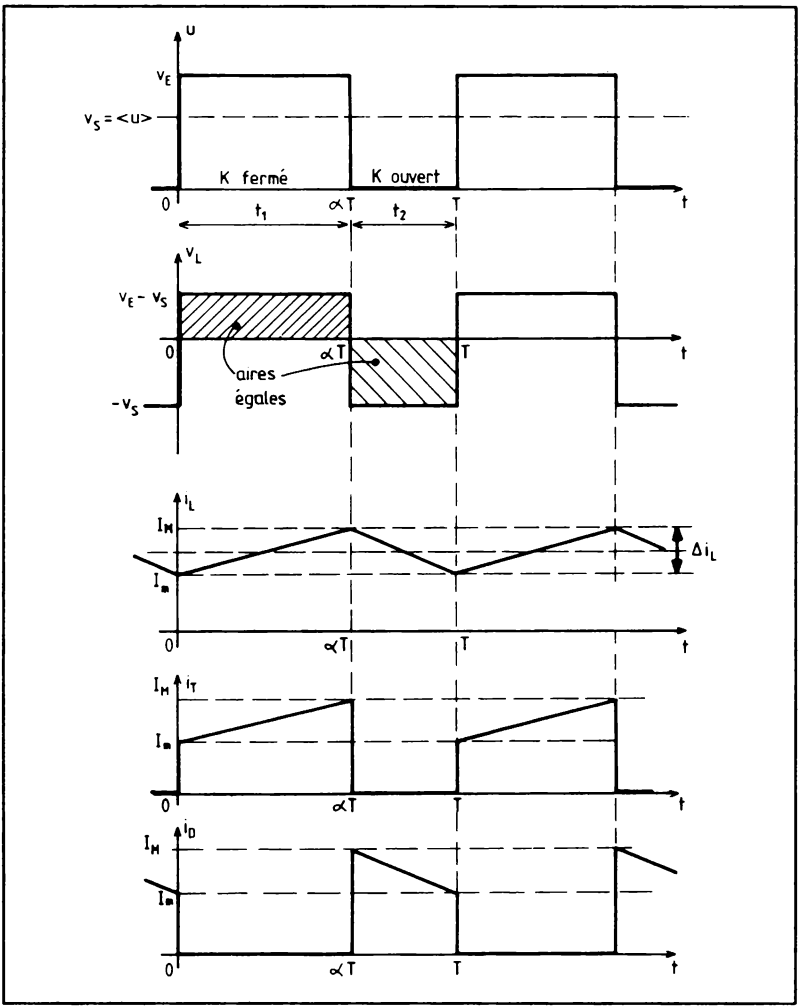


Fig. VIII-2 : Chronogrammes du convertisseur abaisseur en mode continu.

circule donc aussi dans l'interrupteur. Pendant cette phase de fonctionnement, le montage peut être représenté par le schéma simplifié de la figure VIII-3. La relation entre tension et courant pour la bobine s'écrit :

$$L\frac{di_L}{dt} = v_E - v_S$$

Dans un premier temps, on estime que le montage fonctionne correctement, c'est-à-dire que les éléments L et C effectuent un

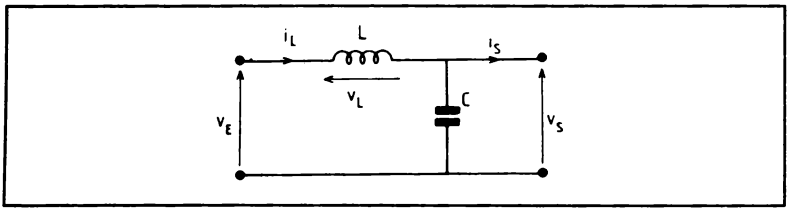


Fig. VIII-3 : Schéma équivalent lorsque l'interrupteur est fermé.

filtrage suffisant pour qu'on puisse considérer la tension de sortie comme continue. Le choix de ces composants sera examiné plus loin. Dans ce cas, le second membre de l'équation précédente est une constante. Le courant dans la bobine augmente linéairement. Comme on a choisi le mode continu, le courant initial n'est pas nul. Sa valeur n'est pas connue à ce stade du raisonnement puisqu'elle dépend de l'ensemble du régime permanent. Si on la nomme I_m, on peut écrire :

$$i_L = \frac{v_E - v_S}{L} t + I_m$$

A l'instant t_1, on commande le blocage du transistor et la diode se met à conduire comme on l'a expliqué plus haut. Le courant dans la bobine circule donc aussi dans la diode. Le montage peut être

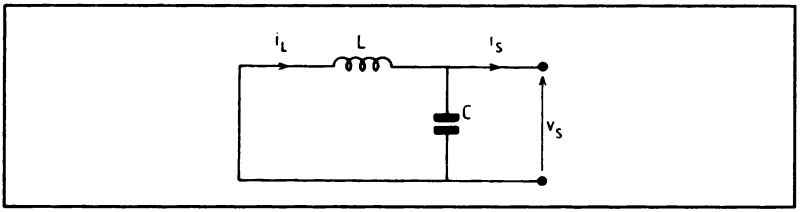


Fig. VIII-4 : Schéma équivalent lorsque l'interrupteur est ouvert.

représenté par le schéma simplifié de la figure VIII-4. On écrit pour la bobine :

$$L\frac{di_L}{dt} = -v_S$$

L'intensité au début de la phase étudiée n'est pas connue pour l'instant, on la nomme I_M. En changeant de repère pour placer une nouvelle origine des temps à l'instant de blocage du transistor, on obtient :

$$i_L = -\frac{v_S}{L}t' + I_M$$

On peut établir deux relations en écrivant que le courant dans la

bobine ne subit pas de discontinuité lors des changements de phase et que le fonctionnement est périodique puisque le régime permanent est atteint :

$$I_M = \frac{v_E - v_S}{L} t_1 + I_m$$

$$I_m = -\frac{v_S}{L} t_2 + I_M$$

En éliminant I_m et I_M, on peut exprimer le rapport des tensions en fonction des durées :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1}{t_1 + t_2}$$

Soit :

$$\frac{v_S}{v_E} = \alpha$$

La commande de la tension de sortie est très facile : il suffit de modifier le rapport cyclique de la commutation de l'interrupteur. La

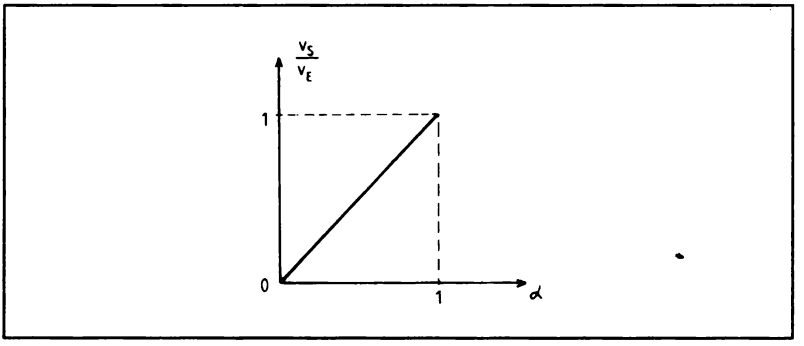


Fig. VIII-5 : Caractéristiques de commande.

caractéristique correspondante est un segment de droite (figure VIII-5). On peut aussi exprimer l'ondulation crête-à-crête du courant dans la bobine :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{v_E - v_S}{L} t_1$$

Soit, en fonction du rapport cyclique et de la fréquence :

$$\Delta i_L = \frac{(1 - \alpha) v_S}{L f_c}$$

Il est possible d'obtenir la relation donnant le rapport des tensions de manière plus simple. En effet, la tension aux bornes d'une bobine a une valeur moyenne nulle en régime permanent :

$$\langle v_L \rangle = 0$$

Cela se traduit par l'égalité des aires hachurées sur la courbe :

$$(v_E - v_S)\ \alpha\ T = v_S\ (1 - \alpha\ )\ T$$

Il en résulte immédiatement :

$$\frac{v_S}{v_E} = \alpha$$

On a considéré jusqu'à présent que la tension de sortie était bien constante. En réalité, une petite ondulation se superpose à la composante continue, mais elle est pratiquement invisible à l'échelle considérée. Le courant dans le condensateur est :

$$i_c = i_L - i_S$$

La charge étant équivalente à une résistance R_L, on peut considérer que i_S est constant puisque l'ondulation de v_S est très faible devant sa composante continue et que :

$$i_S = \frac{v_S}{R_L}$$

Or, on a :

$$i_c = C\frac{dv_S}{dt}$$

On peut alors tracer l'allure de la tension v_S en agrandissant l'ondulation (figure VIII-6). La courbe est formée d'arcs de

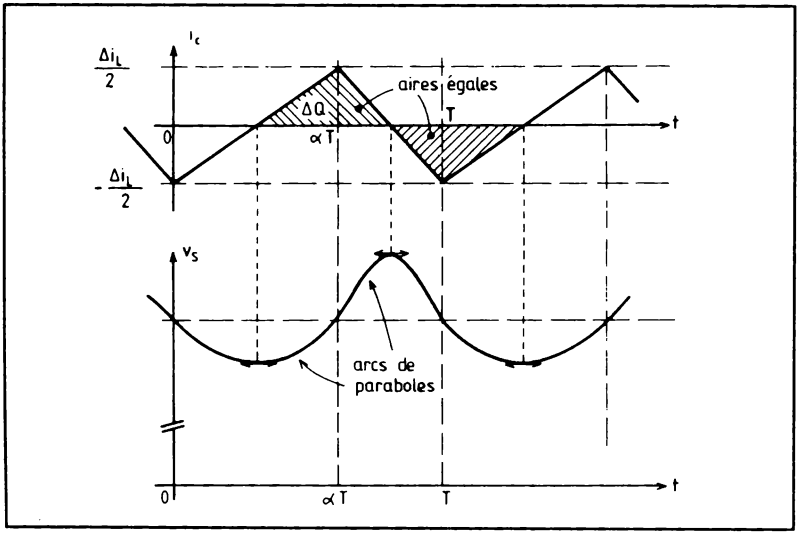


Fig. VIII-6 : Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

paraboles qui se raccordent lors des changements de phase. Un extremum apparaît à chaque annulation du courant dans le condensateur. La valeur moyenne du courant dans le condensateur est nulle en régime permanent. Cela se traduit par l'égalité des aires hachurées sur la courbe. L'ondulation crête-à-crête Δv_S de la tension de sortie est due à une variation ΔQ de la quantité de charge emmagasinée dans le condensateur.

$$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C}$$

Cette variation de charge est représentée par l'aire d'un triangle sur la figure :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta i_L}{2} \frac{T}{2}$$

On en déduit :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta i_L}{8 C f_c}$$

En remplaçant Δi_L par son expression, on arrive à :

$$\Delta v_S = \frac{(1 - \alpha)\, v_S}{8 L C\, f_c^2}$$

A partir de l'étude précédente, on peut procéder au choix des composants. Le cahier des charges du montage impose le taux d'ondulation de la tension de sortie. Celui-ci dépend de l'inductance L, de la capacité C et de la fréquence de commutation f_c. Il faut trouver un compromis entre ces paramètres. On a tout d'abord intérêt à choisir une fréquence élevée, ce qui permet d'avoir des valeurs de L et C assez faibles. Toutefois, la fréquence est limitée par les performances de l'interrupteur. En effet, celui-ci doit avoir des temps de commutation beaucoup plus faibles que les durées des phases du fonctionnement du convertisseur. Une évolution rapide des qualités des transistors de commutation a permis une augmentation de la fréquence de commutation. On utilise suivant les cas quelques dizaines ou quelques centaines de kilohertz. On atteint même le mégahertz pour certains circuits. Une fois la fréquence (ou le domaine de fréquences) fixé, il reste à choisir L et C. Il faut faire un choix qui donne un ordre de grandeur raisonnable pour les deux éléments, tant au point de vue encombrement que performances et prix. On s'impose en général un taux d'ondulation du courant dans la bobine (quelques dizaines de pourcent) et on calcule L :

$$L = \frac{(1 - \alpha)\, v_S}{f_c\, \Delta i_L}$$

Il s'agit là d'une valeur minimale. On prend une certaine marge de sécurité et on choisit la bobine dans une série existante où on spécifie le cahier des charges pour sa fabrication. Il faut évidemment que cet

élément soit conçu pour fonctionner correctement pour le courant maximal (problème de saturation du noyau) et pour la fréquence employée (choix du matériau ferromagnétique). On calcule ensuite la capacité minimale qui permet d'assurer le taux d'ondulation exigé pour la tension de sortie :

$$C = \frac{(1-\alpha)\, v_S}{8L\, f_c^2\, \Delta v_S}$$

On prend alors une valeur nominale avec une marge de sécurité. Il faut également que les qualités du condensateur soient satisfaisantes pour le rôle qui lui est attribué (voir plus loin l'importance des défauts des composants). A la fin du processus, il peut parfois être nécessaire de revenir sur le choix de Δi_l afin d'assurer un meilleur compromis entre L et C. Pour l'interrupteur (qui peut être un transistor bipolaire, un montage Darlington ou un transistor MOS), les principales contraintes portent sur la tension maximale et le courant maximal :

$$v_{T\,max} = v_E$$

$$i_{T\,max} = i_S + \frac{(1-\alpha)\, v_S}{2L\, f_c}$$

Pour la diode, on précise la tension inverse maximale, le courant maximal et le courant moyen :

$$|\, v_{D}|_{max} = v_E$$

$$i_{D\,max} = i_S + \frac{(1-\alpha)\, v_S}{2L\, f_c}$$

$$\langle i_D \rangle = (1-\alpha)\, i_S$$

Ensuite, le choix important pour ces éléments est celui de leur rapidité. On a vu plus haut qu'on cherchait à avoir une fréquence élevée pour diminuer L et C. Il s'agit d'un compromis avec le choix de l'interrupteur. Suivant le domaine de puissance du convertisseur, les solutions adoptées sont assez différentes. Un paramètre important est ici le prix de revient global du montage, les transistors puissants et rapides étant relativement chers. Pour la diode, on emploie selon la fréquence des commutations des composants plus ou moins rapides.

Jusqu'à présent, on a idéalisé tous les composants. Les relations obtenues sont en général suffisantes car les choix se font toujours avec une certaine marge de sécurité. Il est cependant utile d'étudier l'influence de quelques défauts des composants. En premier lieu, le transistor saturé présente entre ses bornes une tension V_{sat} qui n'est pas tout à fait nulle : elle vaut de quelques dizièmes de volt à quelques volts suivant le composant et l'ordre de grandeur du courant. Cette tension résiduelle est particulièrement importante lorsqu'on emploie un montage Darlington. De même, la diode

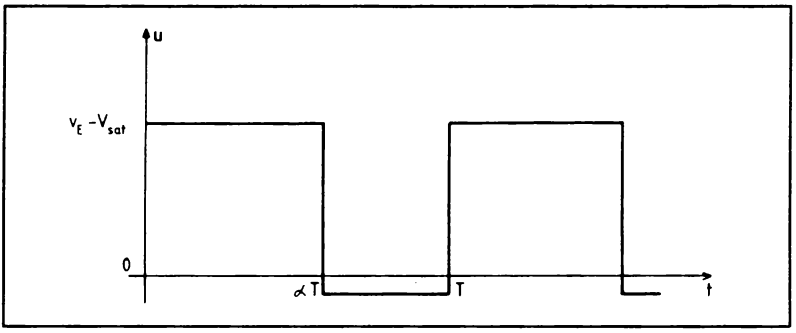


Fig. VIII-7 : Influence du seuil de la diode et de la tension de saturation du transistor.

passante présente une tension V_D du même ordre à ses bornes (souvent un peu moins). Dans ce cas, la tension u est représentée par la figure VIII-7. La tension de sortie est toujours égale à la valeur moyenne de u, soit :

$$v_S = \alpha (v_E - V_{sat}) - (1 - \alpha) V_D$$

Inversement, le rapport cyclique nécessaire pour obtenir une tension donnée est :

$$\alpha = \frac{v_S + V_D}{v_E - V_{sat} + V_D}$$

On peut chercher à obtenir une formule plus précise pour le choix de L. L'équation de i_L dans l'intervalle [0, T] est :

$$i_L = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{L} t + I_m$$

On en déduit l'expression de Δi_L :

$$I_M = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{L} \alpha T + I_m$$

$$\Delta i_L = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{L f_c} \frac{v_S + V_D}{v_E - V_{sat} + V_D}$$

On a ainsi une nouvelle formule pour L :

$$L = \frac{1}{\Delta i_L f_c} \frac{(v_E - V_{sat} - v_S)(v_S + V_D)}{v_E - V_{sat} + V_D}$$

Ce calcul permet de dimensionner L de façon plus précise lorsqu'on souhaite réduire les marges de sécurité employées. On peut également chiffrer le rendement du convertisseur (qui est de 100 % avec des composants idéaux). Si la fréquence de fonctionnement est faible, les pertes sont dues à la consommation statique du circuit. La valeur moyenne du courant d'entrée est :

$$\langle i_E \rangle = \alpha \, i_S$$

On en déduit le rendement :

$$\eta = \frac{\langle v_S i_S \rangle}{\langle v_E i_E \rangle} = \frac{v_S i_S}{v_E \langle i_E \rangle}$$

$$\eta = \frac{v_S(v_E - V_{sat} + V_D)}{v_E\,(v_S + V_D)}$$

Le rendement réel est toutefois inférieur à celui qui peut être calculé par cette formule. En effet, des pertes non négligeables se produisent lors des commutations, particulièrement lorsque la fréquence de découpage est élevée. Malgré cela, on arrive à des rendements de l'ordre de 70 à 90 %.

Exemple

On souhaite obtenir du 12 V à partir d'une alimentation principale de 24 V. Le courant consommé est de 1 A. Une première solution est d'utiliser un régulateur linéaire. Le rendement est alors à peu près :

$$\eta_1 = \frac{12}{24} = 50\ \%$$

Si l'on utilise un convertisseur à découpage et que les pertes de commutation sont faibles, on obtient, en estimant $V_{sat} = V_D = 1$ V :

$$\eta_2 = \frac{12\,(24 - 1 + 1)}{24\,(12 + 1)} = 92\ \%$$

On voit évidemment l'intérêt du découpage pour la fonction de conversion de tension continue, particulièrement lorsque la chute de tension à obtenir est importante.

Un défaut qui peut avoir beaucoup d'importance est la résistance série du condensateur. En effet, un condensateur réel peut être

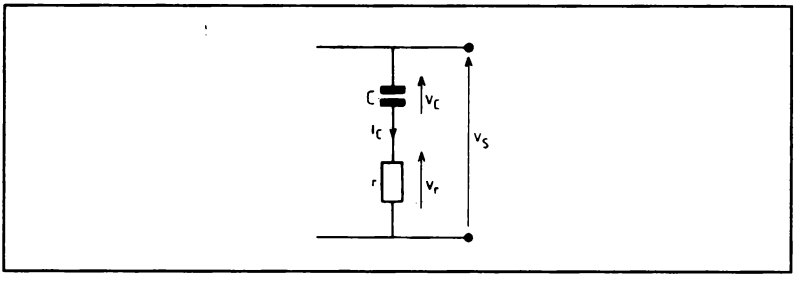


Fig. VIII-8 : Modèle du condensateur prenant en compte sa résistance série.

modélisé comme l'indique la figure VIII-8. La tension de sortie est alors :

$$v_S = v_c + v_r$$

v_c a même forme que la tension de sortie obtenue avec un

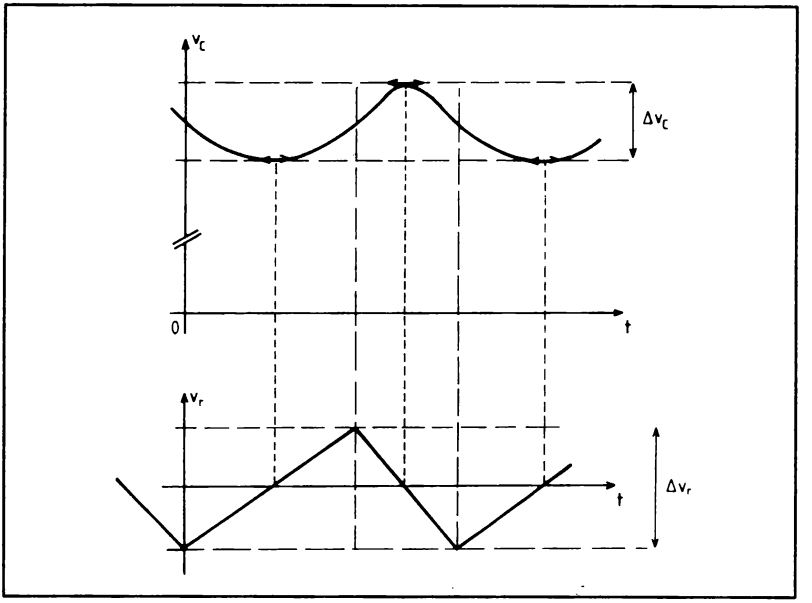


Fig. VIII-9 : Influence de la résistance série du condensateur.

condensateur idéal et v_r a même forme que le courant i_c (figure VIII-9) :

$$v_r = r\, i_c$$

La résistance série du condensateur a pour effet d'augmenter l'ondulation résiduelle en sortie. Il en résulte qu'il ne sert à rien d'utiliser des capacités très élevées si les condensateurs ne sont pas des modèles prévus pour cet usage. Même lorsque l'ondulation de v_c est très réduite, il reste au moins l'ondulation de v_r :

$$\Delta v_r = r \Delta i_L$$

Il est parfois intéressant de brancher plusieurs condensateurs en parallèle à la place d'un élément unique de capacité élevée, cela permet de réduire la résistance équivalente. Lorsque les deux sources d'ondulation agissent simultanément, leurs amplitudes ne se composent pas de manière simple puisque les extremums ne se correspondent pas.

FONCTIONNEMENT EN MODE DISCONTINU

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans la bobine est totalement consommée à chaque période. Il apparaît donc une phase où le courant est nul. Les différents chronogrammes sont tracés à la figure VIII-10. Dans la première phase, le transistor est saturé et la diode bloquée. On a donc :

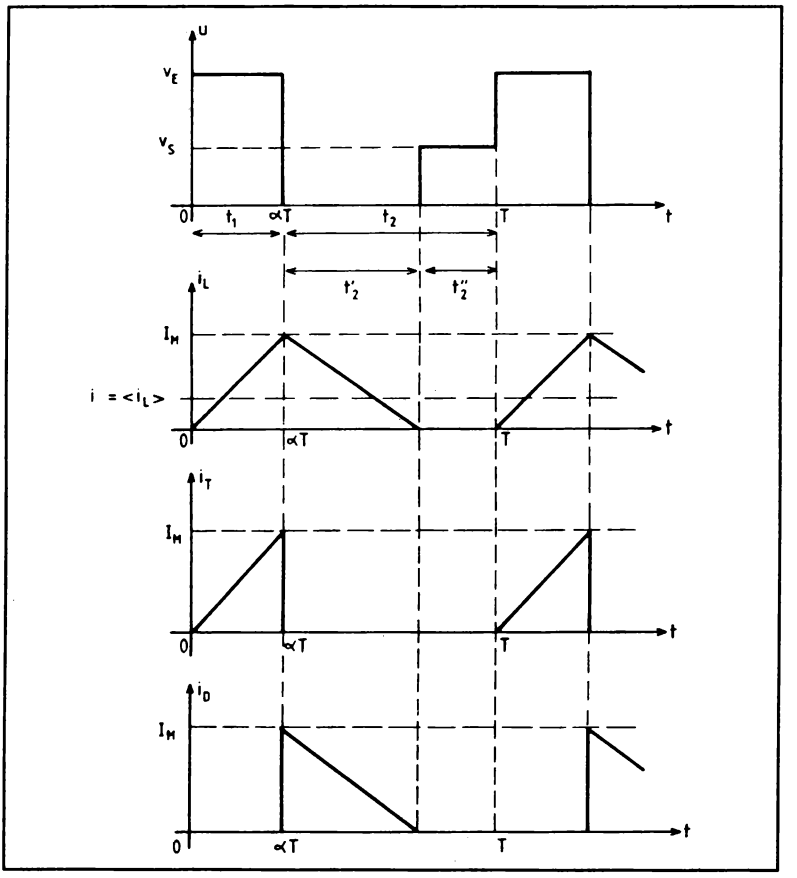


Fig. VIII-10 : Chronogrammes du convertisseur abaisseur en mode discontinu.

$$L\frac{di_L}{dt} = v_E - v_S$$

Comme le courant dans la bobine est nul en fin de chaque période, cette phase part de $i_L = 0$, donc :

$$i_L = \frac{v_E - v_S}{L} t$$

A l'instant t_1, on commande le blocage de l'interrupteur. La diode devient passante et l'équation est :

$$L\frac{di_L}{dt} = -v_S$$

En prenant une nouvelle origine des temps au début de la phase

étudiée et en appelant I_M le maximum du courant, on a :

$$i_L = I_M - \frac{v_S}{L} t'$$

Au bout d'une durée t'_2, l'énergie stockée dans la bobine est entièrement consommée. La durée t_2 de blocage du transistor étant supérieure, il reste une phase de durée t''_2 où le courant est nul. La diode est bloquée par absence de courant et la tension u devient égale à v_S. L'intensité maximale est fixée par la durée de conduction du transistor :

$$I_M = \frac{v_E - v_S}{L} t_1$$

La durée de conduction de la diode est alors imposée puisque :

$$o = I_M - \frac{v_S}{L} t'_2$$

$$t'_2 = \left(\frac{v_E}{v_S} - 1\right) t_1$$

On peut alors écrire :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1}{t_1 + t'_2}$$

Ce rapport n'est pas indépendant de la charge comme en mode continu. En effet, l'intensité moyenne dans la bobine est égale au courant de sortie :

$$\langle i_L \rangle = i_S$$

Cette condition s'écrit :

$$\frac{1}{2} I_M (t_1 + t'_2) = i_S T$$

$$\frac{1}{2} \frac{v_S}{L} t'_2 (t_1 + t'_2) = i_S T$$

$$t'^2_2 + t_1 t'_2 - \frac{2LT\, i_S}{v_S} = 0$$

On a un trinôme du second degré en t'_2 dont la seule racine positive est :

$$t'_2 = \frac{-t_1 + \sqrt{t_1^2 + \frac{8LT\, i_S}{v_S}}}{2}$$

En remplaçant t'_2 dans la première relation, on obtient :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{2t_1}{t_1 + \sqrt{t_1^2 + \frac{8LT\, i_S}{v_S}}}$$

On peut alors en déduire l'expression de v_S en fonction de i_S pour une valeur donnée de v_E :

$$v_S = \frac{t_1^2 \, v_E^2}{t_1^2 v_E + 2LT \, i_S}$$

En introduisant le rapport cyclique α du générateur de commande, on peut écrire :

$$v_S = \frac{\alpha^2 \, v_E^2}{\alpha^2 v_E + 2Lf_c \, i_S}$$

La courbe réprésentant v_S en fonction de i_S est alors un arc d'hyperbole. Par contre, en mode continu, cette courbe est un segment de droite horizontal. La limite entre les deux types de fonctionnement correspond à :

$$I_m = 0$$

Soit :

$$i_S = \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$i_S = \frac{(1 - \alpha) \, v_S}{2Lf_c}$$

En éliminant α , on arrive à :

$$i_S = \frac{1}{2Lf_c} \left(v_S - \frac{v_S^2}{v_E}\right)$$

C'est l'équation d'un arc de parabole dans le plan des caractéristiques de sortie. On peut alors tracer l'ensemble des courbes v_S en fonction de i_S avec α pour paramètre, la valeur de v_E étant imposée (figure VIII-11).

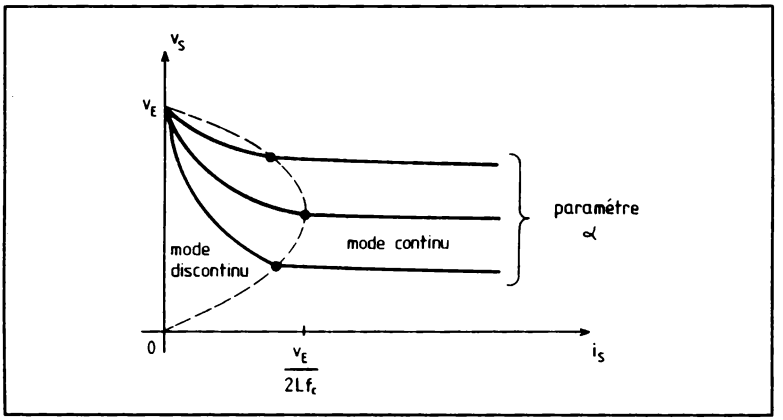


Fig. VIII-11 : Caractéristiques de sortie.

Pour déterminer l'ondulation de la tension de sortie, on considère le courant dans le condensateur (figure VIII-12). La variation de la

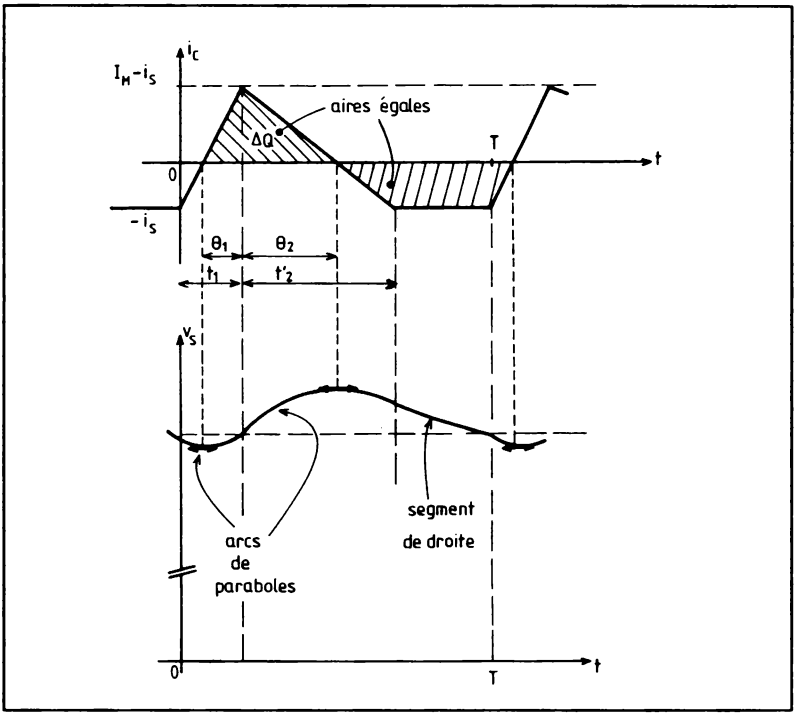


Fig. VIII-12 : Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

charge du condensateur est :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}(I_M - i_S)\ (\theta_1 + \theta_2)$$

Les durées θ_1 et θ_2 s'écrivent :

$$\theta_1 = \frac{I_M - i_S}{I_M}\ t_1$$

$$\theta_2 = \frac{I_M - i_S}{I_M}\ t'_2$$

On en déduit :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\ \frac{(I_M - i_S)^2}{I_M}\ (t_1 + t'_2)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\ \frac{(I_M - i_S)^2}{I_M}\ \frac{v_E}{v_S}\ t_1$$

La variation de tension correspondante est :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C}$$

Soit :

$$\Delta v_S = \frac{(I_M - i_S)^2 \, t_1}{2CI_M} \, \frac{v_E}{v_S}$$

Les formules de choix des éléments L et C sont alors :

$$L = \frac{v_E - v_S}{I_M} \, t_1$$

$$C = \frac{(I_M - i_S)^2 \, t_1}{2I_M \Delta v_S} \, \frac{v_E}{v_S}$$

Si le courant i_S est variable, le cas le plus défavorable se produit quand il est pratiquement nul. Il faut donc choisir :

$$C = \frac{I_M t_1}{2\Delta v_S} \, \frac{v_E}{v_S}$$

Comme on vient de le voir, les caractéristiques du montage sont très différentes selon que le mode de fonctionnement est continu ou discontinu. De ce fait, on ne passe pas d'un mode à l'autre pour un convertisseur donné. Le choix du type de fonctionnement dépend d'un certain nombre d'impératifs et les deux solutions sont rencontrées. Le mode discontinu a l'avantage d'une rapidité de réponse aux variations de charge et de tension d'entrée, ainsi que d'une relative simplicité des circuits de commande. Par contre, il a l'inconvénient de conduire à des pointes de courant importantes dans la bobine, ce qui a des conséquences sur les contraintes auxquelles sont soumis le transistor et la diode. De plus, le filtrage exige un condensateur de capacité relativement élevée. Ce type de fonctionnement est utilisé pour un certain nombre de convertisseurs de tension de petite puissance. Le mode continu a l'avantage de travailler avec un courant moins ondulé, donc de diminuer les contraintes sur le transistor et la diode et d'exiger un condensateur de plus faible capacité. Par contre, la bobine doit avoir une inductance

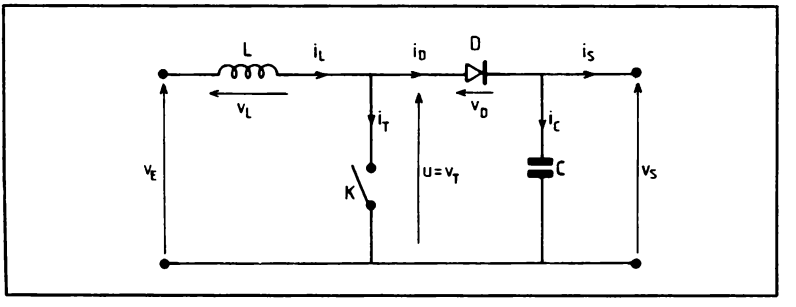


Fig. VIII-13 : Convertisseur élévateur.

plus élevée et les réponses transitoires sont plus lentes. C'est le type de fonctionnement le plus répandu dans tous les domaines d'application et particulièrement pour des puissances de sortie importantes.

CONVERTISSEUR ELEVATEUR

Le schéma est celui de la figure VIII-13. L'étude est analogue à celle

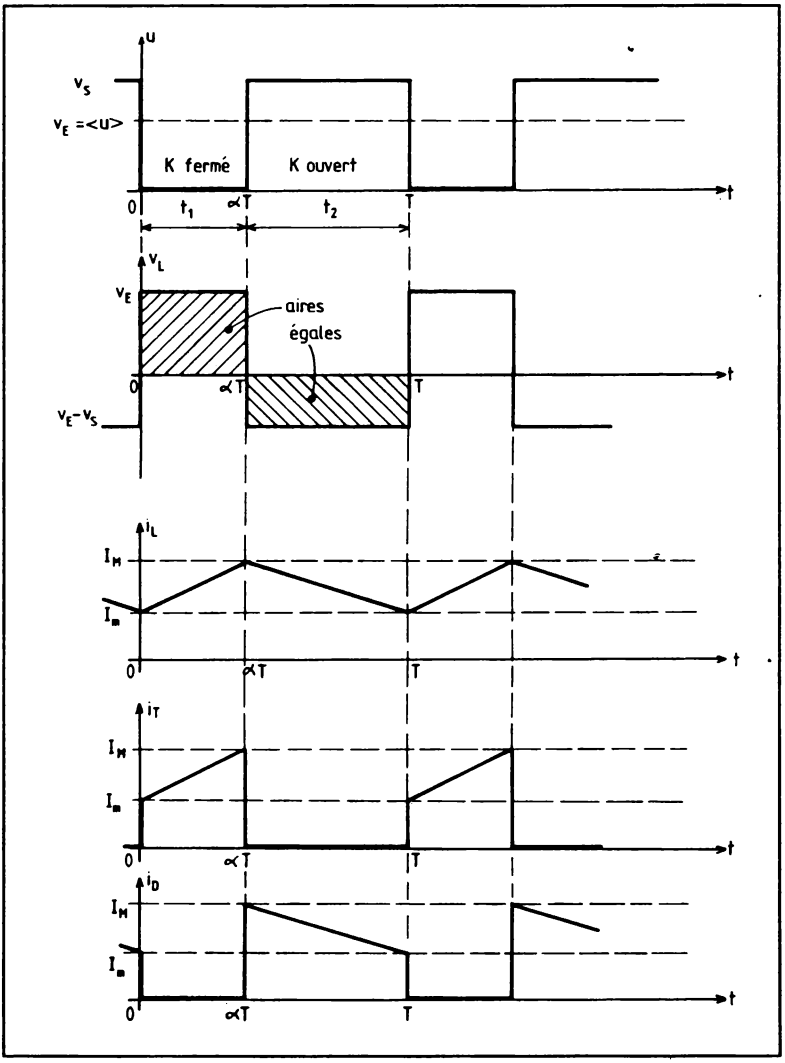


Fig. VIII-14 : Chronogrammes du convertisseur élévateur en mode continu.

du montage abaisseur. On retrouve les deux modes de fonctionnement possibles selon que l'énergie emmagasinée dans la bobine est totalement utilisée dans une période ou non. Pour les mêmes raisons que précédemment, la diode se met immédiatement à conduire lorsque le transistor se bloque, assurant ainsi la continuité du courant dans la bobine.

FONCTIONNEMENT EN MODE CONTINU

Les chronogrammes des différents signaux utiles sont tracés à la figure VIII-14. Dans la première phase, on commande la conduction

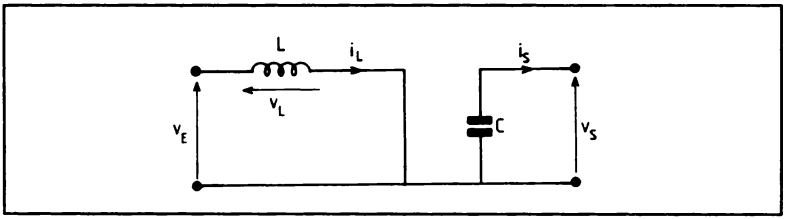


Fig. VIII-15 : Schéma équivalent lorsque K est fermé.

du transistor. La tension u à ses bornes est nulle et le schéma simplifié est celui de la figure VIII-15. Pour la bobine, on a :

$$L\frac{di_L}{dt} = v_E$$

Soit, après intégration :

$$i_L = \frac{v_E}{L}t + I_m$$

Ce courant s'écoule par l'interrupteur fermé. Quand on commande le blocage du transistor débute une deuxième phase. Le schéma

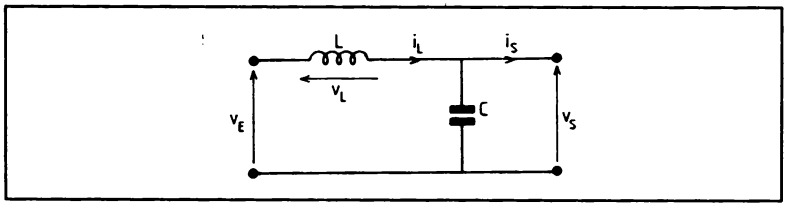


Fig. VIII-16 : Schéma équivalent lorsque K est ouvert.

équivalent devient celui de la figure VIII-16. La relation entre tension et courant pour la bobine s'écrit :

$$L\frac{di_L}{dt} = v_E - v_S$$

Ce qui donne :

$$i_L = -\frac{v_S - v_E}{L} t + I_M$$

On obtient deux relations en traduisant les conditions de raccordement des deux phases :

$$I_M = \frac{v_E}{L} t_1 + I_m$$

$$I_m = -\frac{v_S - v_E}{L} t_2 + I_M$$

L'élimination de I_m et I_M a conduit à :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1 + t_2}{t_2}$$

Soit :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

D'autre part, on peut déterminer l'ondulation crête-à-crête du courant dans la bobine :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{v_E}{L} t_1$$

Soit :

$$\Delta i_L = \frac{(1 - \alpha)\ \alpha\ v_S}{L f_c}$$

La relation donnant le rapport des tensions peut être obtenue plus simplement en écrivant que la valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine est nulle en régime permanent :

$$\langle v_L \rangle = 0$$

Cela se traduit par l'égalité des aires hachurées sur la courbe :

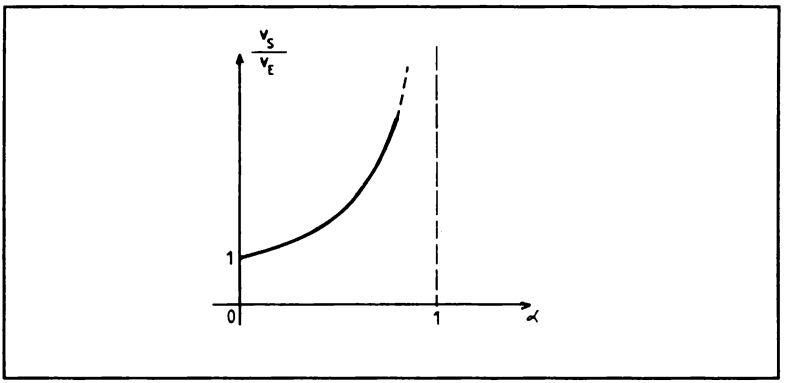


Fig. VIII-17 : Caractéristique de commande.

$$v_E \, \alpha \, T = (v_S - v_E)\,(1 - \alpha\,)\,T$$

On en déduit :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{1}{1-\alpha}$$

La courbe correspondante est tracée à la figure VIII-17. Toutefois, on n'atteint pas les tensions de sortie très élevées qui apparaissent théoriquement au voisinage de $\alpha = 1$, en raison des imperfections des composants.

Pour déterminer l'ondulation de la tension de sortie, on trace la courbe du courant dans le condensateur :

$$i_c = i_D - i_S$$

On en déduit v_S en écrivant :

$$i_c = C\frac{dv_S}{dt}$$

Dans les phases où l'intensité est constante, v_S évolue linéairement. Par contre, dans les phases où i_c décroît linéairement, v_S est

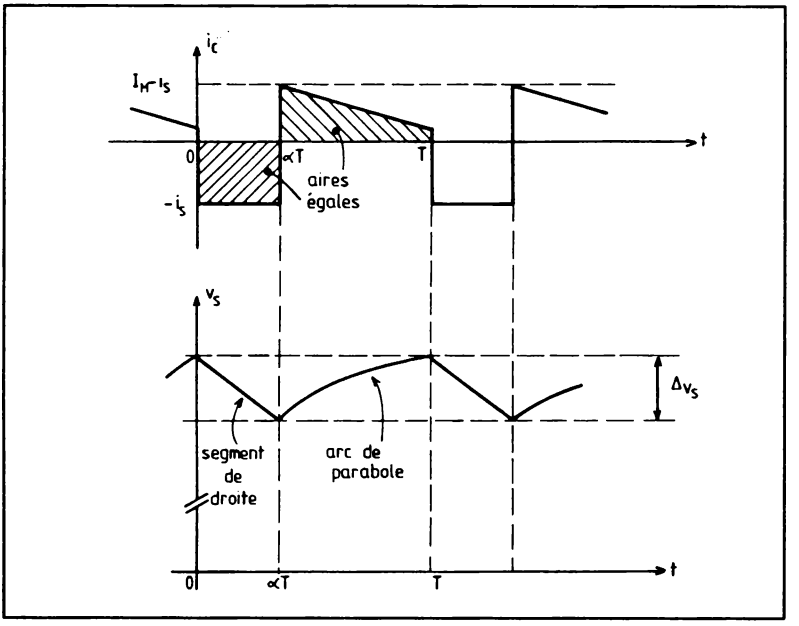


Fig. VIII-18 : Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

représenté par un arc de parabole (figure VIII-18). L'ondulation crête-à-crête de la tension de sortie est :

$$\Delta v_S = \frac{i_S \alpha T}{C}$$

Les formules qui permettent de déterminer L et C sont donc :

$$L = \frac{(1-\alpha)\alpha v_S}{f_c \Delta i_L}$$

$$C = \frac{\alpha i_S}{f_c \Delta v_S}$$

Quant aux contraintes sur le transistor et la diode, elles s'écrivent :

$$v_{T\,max} = v_S$$

$$i_{T\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\alpha v_S}{2Lf_c}$$

$$|v_D|_{max} = v_S$$

$$i_{D\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\alpha v_S}{2Lf_c}$$

$$\langle i_D \rangle = i_S$$

On peut estimer le rendement en tenant compte de la tension de saturation V_{sat} du transistor et de la tension en direct V_D de la diode, à condition de pouvoir négliger les pertes de commutation. Par un raisonnement analogue à celui qui a été mené avec le montage abaisseur, on arrive à :

$$\eta = \frac{v_S (v_E - V_{sat})}{v_E (v_S + V_D - V_{sat})}$$

La résistance série du condensateur de sortie crée une ondulation supplémentaire. La figure VIII-19 montre les tensions v_c et v_r aux bornes des deux éléments du modèle série du condensateur. On a alors construit la tension v_S en effectuant la somme :

$$v_S = v_c + v_r$$

La courbe a été tracée dans le cas où l'ondulation due à la résistance série est importante, c'est-à-dire qu'on a choisi une capacité suffisamment élevée pour minimiser l'ondulation. On constate que l'ondulation crête-à-crête de la tension de sortie est alors due aux dicontinuités de v_r :

$$\Delta v_r = r I_M$$

Il est donc ici particulièrement important d'utiliser un condensateur à faible résistance série.

Contrairement au montage abaisseur, le convertisseur élévateur fonctionne avec un courant dans le condensateur qui présente des discontinuités. Cela rend plus difficile le filtrage de la tension de sortie. Par contre, pour le courant d'entrée, les discontinuités apparaissent dans le montage abaisseur, mais non dans l'élévateur. Ce dernier convertisseur transmet donc moins de parasites à la source

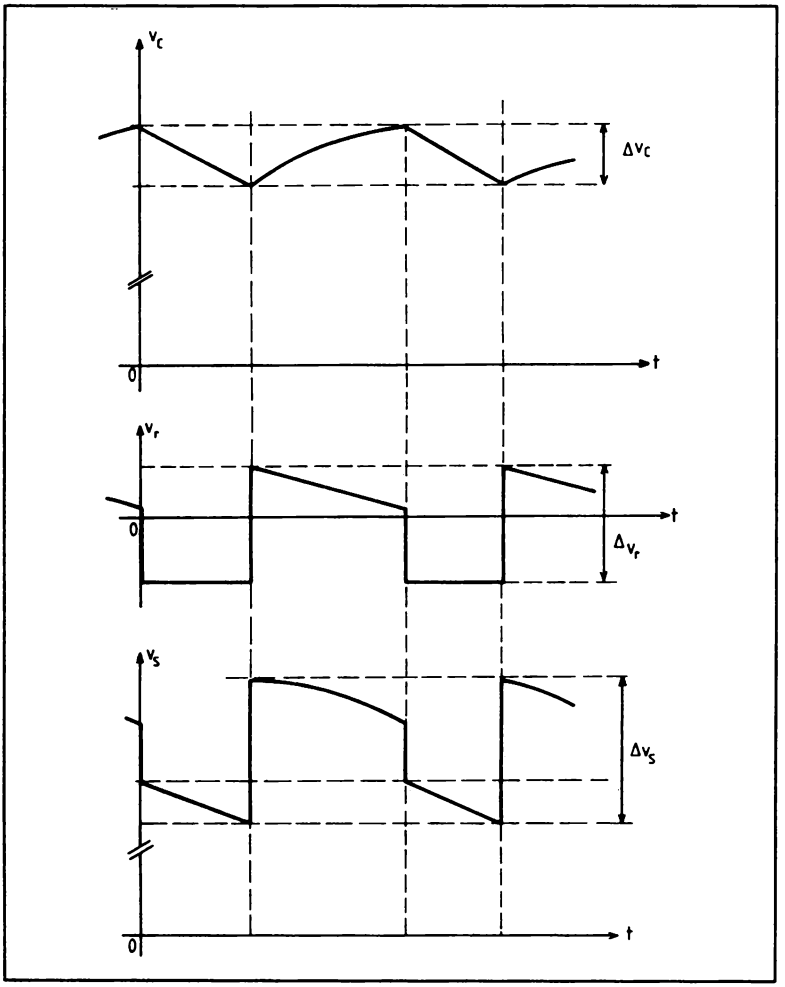


Fig. VIII-19 : Influence de la résistance série du condensateur.

qui fournit la tension d'entrée.

FONCTIONNEMENT EN MODE DISCONTINU

Si l'énergie emmagasinée dans la bobine s'épuise avant la fin de la période, on obtient trois phases différentes comme le montrent les chronogrammes de la figure VIII-20. Quand le transistor est saturé et la diode bloquée, le courant croît à partir de 0 puisque la bobine était totalement déchargée avant le début de cette phase :

$$i_L = \frac{v_E}{L} t$$

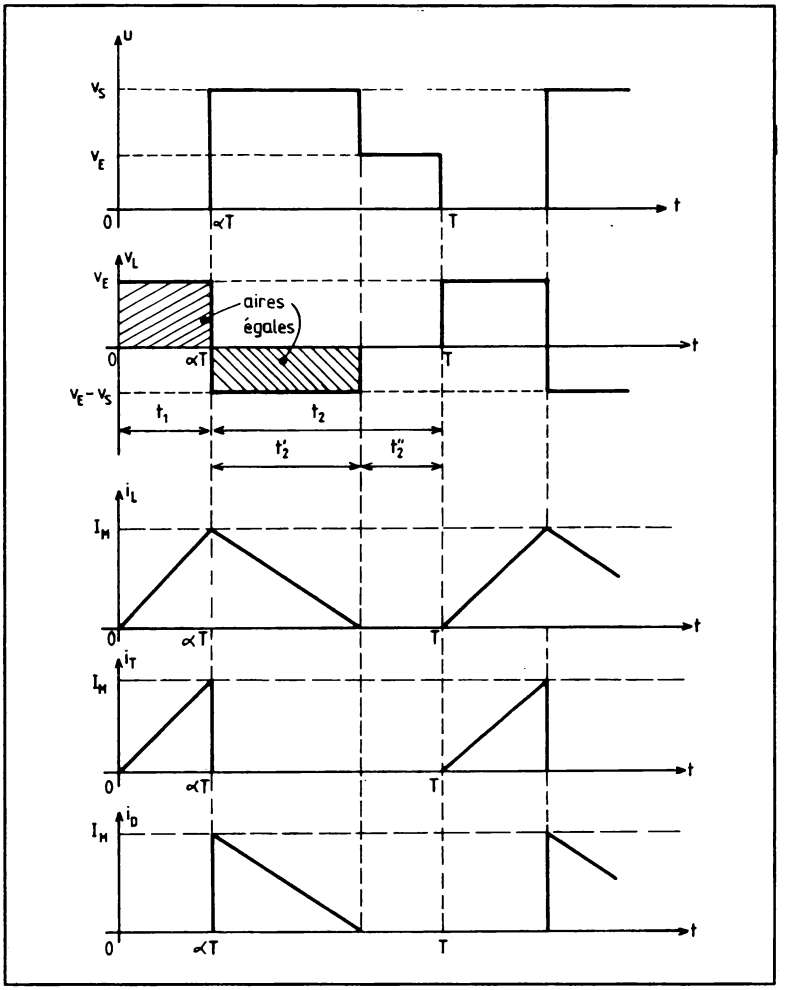


Fig. VIII-20 : Chronogrammes du convertisseur élévateur en mode discontinu.

Lorsqu'on a commandé le blocage du transistor, la diode devient passante et le courant décroît :

$$i_L = I_M - \frac{v_S - v_E}{L} t'$$

Au bout d'une durée t'_2, le courant s'annule car l'énergie stockée dans la bobine est entièrement consommée. Jusqu'à la prochaine commande de mise en conduction du transistor, le courant dans la bobine reste nul pendant une durée t''_2. On peut écrire deux expressions pour l'intensité maximale :

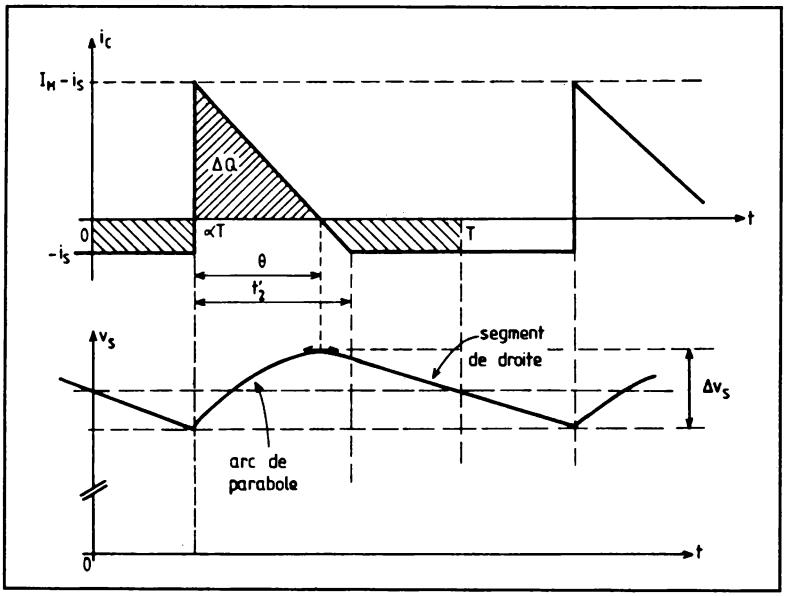


Fig. VIII-21 : Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

$$I_M = \frac{v_E}{L} t_1$$

$$I_M = \frac{v_S - v_E}{L} t'_2$$

On peut en déduire le rapport des tensions :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1 + t'_2}{t'_2}$$

On peut également obtenir cette relation en écrivant l'égalité des aires hachurées sur la courbe de v_L :

$$v_E t_1 = (v_S - v_E)\, t'_2$$

L'ondulation de la tension de sortie dépend du choix du condensateur de sortie. La figure VIII-21 représente le courant et la tension pour cet élément. La variation de charge est :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} (I_M - i_S)\, \theta$$

Or, on a :

$$\theta = \frac{I_M - i_S}{I_M} t'_2$$

Donc :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{(I_M - i_S)^2}{I_M} t'_2$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{(I_M - i_S)^2}{I_M} \frac{v_E}{v_S - v_E} t_1$$

La variation de tension est alors :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C}$$

Soit :

$$\Delta v_S = \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{2CI_M} \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

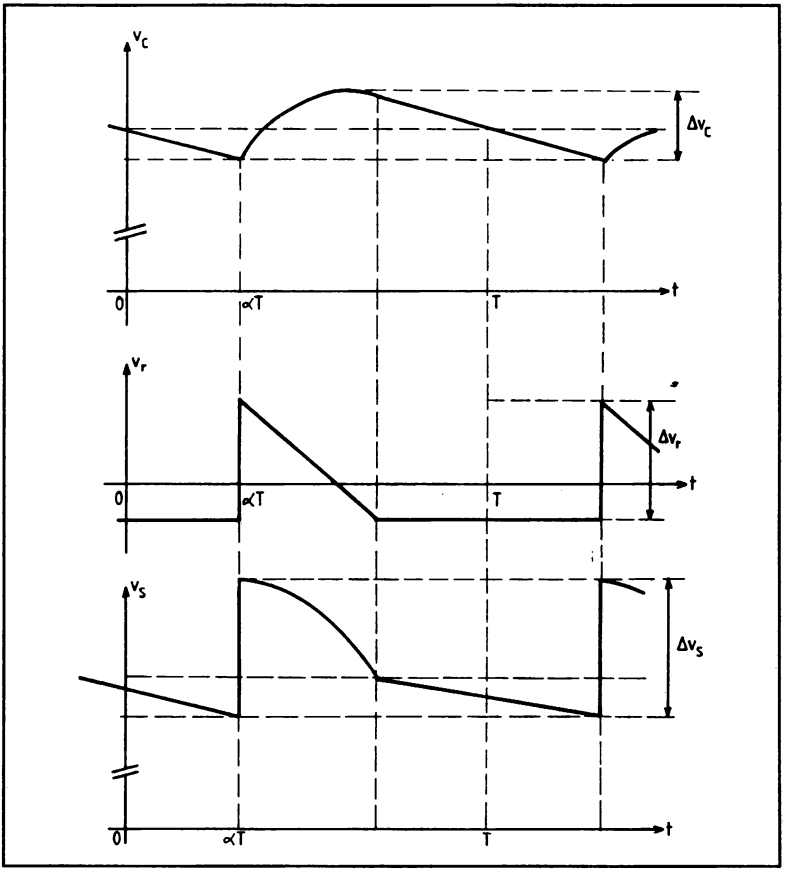


Fig. VIII-22 : Influence de la résistance série du condensateur.

Les formules de choix des composants sont déduites des calculs précédents :

$$L = \frac{v_E}{I_M}\, t_1$$

$$C = \frac{(I_M - i_S)^2\, t_1}{2 I_M\, \Delta v_S}\, \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

Quand le courant de sortie est variable, le cas le plus défavorable correspond à $i_S = 0$. On prend alors :

$$C = \frac{I_M\, t_1}{2 \Delta v_S}\, \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

La résistance série du condensateur peut apporter une ondulation supplémentaire importante. La figure VIII-22 montre son influence sur la tension de sortie. Lorsque la capacité C est suffisamment élevée pour minimiser l'ondulation correspondante, il reste la contribution de la résistance r dont la valeur crête-à-crête est :

$$\Delta v_r = r I_M$$

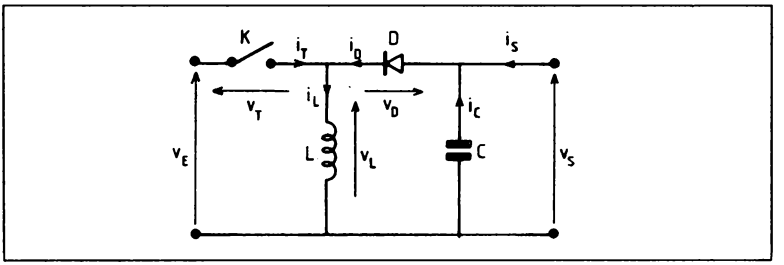


Fig. VIII-23 : Convertisseur inverseur.

CONVERTISSEUR INVERSEUR

Le schéma est donné à la figure VIII-23. On retrouve toujours les mêmes éléments que précédemment, mais dans une configuration différente.

FONCTIONNEMENT EN MODE CONTINU

Les chronogrammes sont ceux de la figure VIII-24. Dans la première phase, on a commandé la conduction du transistor. La tension aux bornes de la bobine est égale à la tension appliquée à l'entrée. Pour le courant, on a :

$$L \frac{di_L}{dt} = v_E$$

Soit, après intégration :

$$i_L = \frac{v_E}{L}\, t + I_m$$

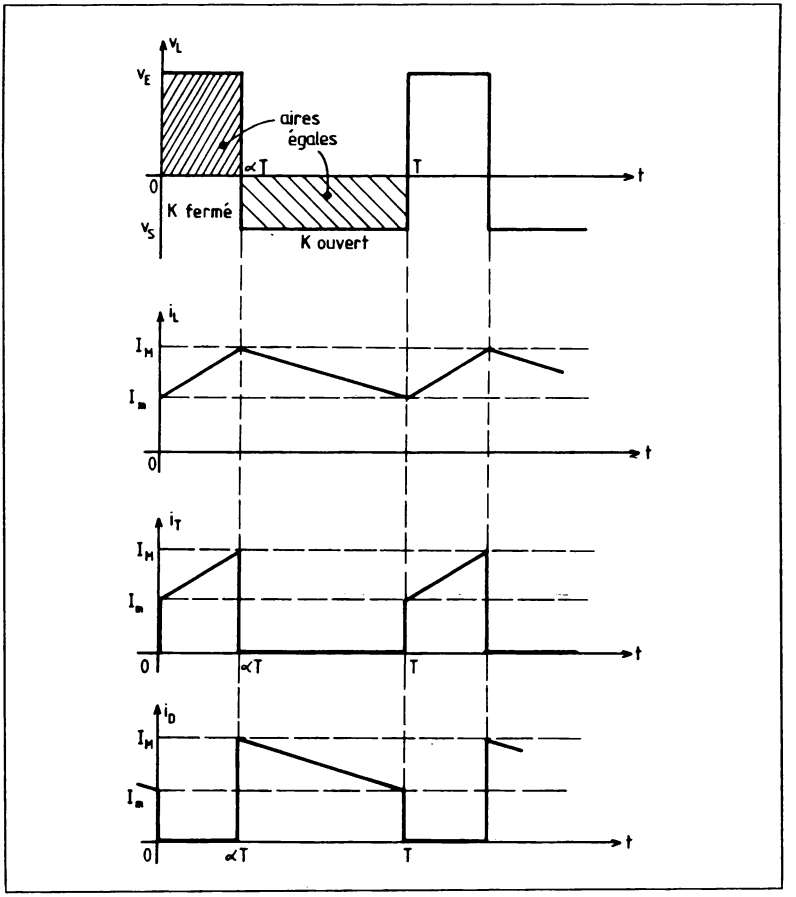


Fig. VIII-24 : Chronogrammes du convertisseur inverseur en mode continu.

Le schéma équivalent est tracé à la figure VIII-25. La bobine emmagasine de l'énergie tandis que c'est le condensateur qui alimente la charge. Quand on bloque l'interrupteur, la diode devient passante pour assurer la continuité de l'énergie magnétique de la bobine et le schéma simplifié devient celui de la figure VIII-26. La tension aux bornes de la bobine est la tension de sortie. L'énergie magnétique stockée permet d'alimenter le circuit d'utilisation et de recharger le condensateur. Le courant est régi par l'équation :

$$L\frac{di_L}{dt} = v_S$$

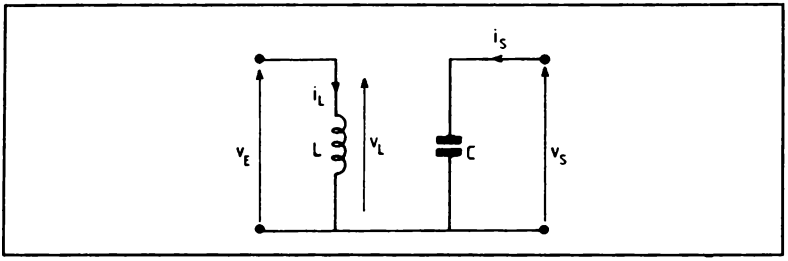


Fig. VIII-25 : Schéma équivalent lorsque K est fermé.

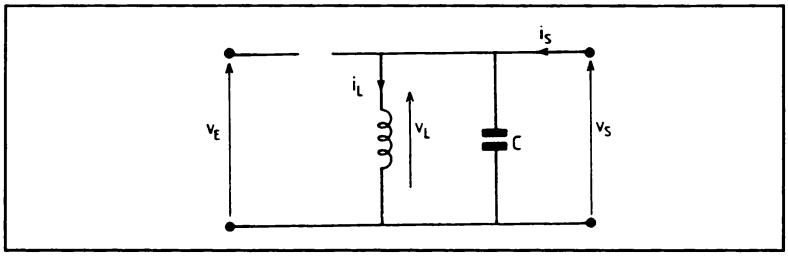


Fig. VIII-26 : Schéma équivalent lorsque K est ouvert.

Ce qui donne :

$$i_L = \frac{v_S}{L} t' + I_M$$

On peut écrire deux relations par les conditions de continuité :

$$I_M = \frac{v_E}{L} t_1 + I_m$$

$$I_m = \frac{v_S}{L} t_2 + I_M$$

Après élimination de I_m et I_M, on arrive à :

$$\frac{v_S}{v_E} = -\frac{t_1}{t_2}$$

Soit :

$$\frac{v_S}{v_E} = -\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

D'autre part, l'ondulation crête-à-crête du courant dans la bobine vaut :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{v_E}{L} t_1$$

Soit :

$$\Delta i_L = \frac{(1-\alpha)\,|v_S|}{L f_c}$$

On peut facilement obtenir le rapport des tensions en écrivant que la valeur moyenne de la tension aux bornes de la bobine est nulle en régime permanent. Cela se traduit par l'égalité des aires des domaines hachurés sur la figure :

$$v_E \alpha\ T = -v_S\,(1-\alpha\ )\,T$$

On en déduit :

$$\frac{v_S}{v_E} = -\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

La figure VIII-27 représente les variations du rapport des tensions en fonction de α. Pratiquement, cette courbe est limitée au voisinage de $\alpha = 1$ à cause des imperfections des composants.

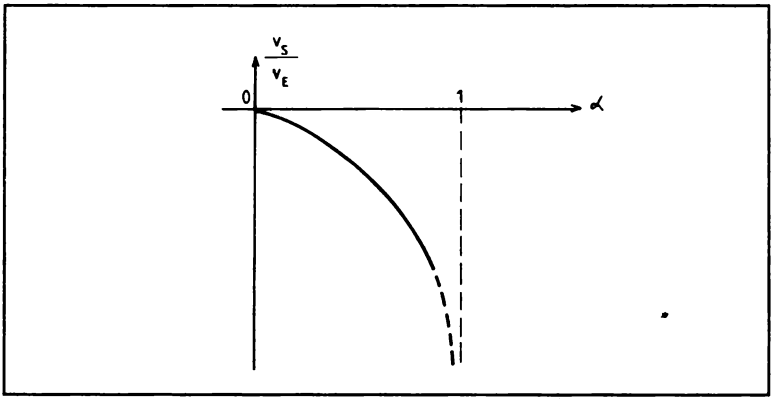


Fig. VIII-27 : Caractéristique de commande.

Jusqu'à présent, on a considéré la tension de sortie comme constante, mais il existe une petite ondulation. Pour la préciser, on trace le courant dans le condensateur et on en déduit la tension (figure VIII-28) :

$$i_c = i_D - i_S$$

$$i_c = -C\frac{dv_S}{dt}$$

La forme de la courbe est identique à celle qui a été obtenue avec le convertisseur élévateur, seul change le signe. On obtient donc de la même façon :

$$\Delta v_S = \frac{i_S \alpha\ T}{C}$$

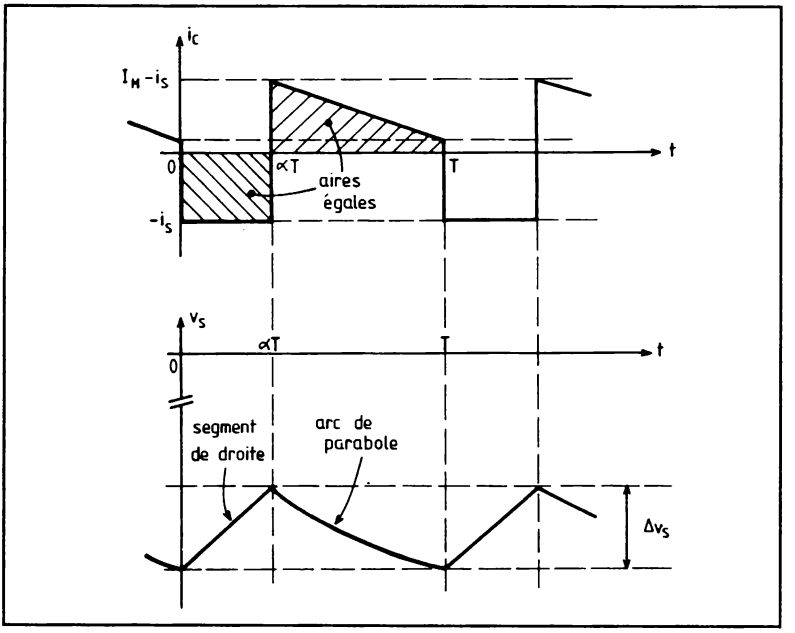


Fig. VIII-28 : Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

Les calculs précédents permettent de donner les formules de choix des composants :

$$L = \frac{(1-\alpha)\,|v_S|}{f_c\,\Delta i_L}$$

$$C = \frac{\alpha\, i_S}{f_c\,\Delta v_S}$$

Les contraintes sur le transistor et la diode s'écrivent :

$$v_{T\,max} = v_E + |v_S|$$

$$i_{T\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\,|v_S|}{2Lf_c}$$

$$|v_D|_{max} = v_E + |v_S|$$

$$i_{D\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\,v_S}{2Lf_c}$$

$$\langle i_D \rangle = i_S$$

Le rendement vaut, en ne considérant que les pertes statiques dans la diode et le transistor :

$$\eta = \frac{v_S\,(v_E - V_{sat})}{v_E\,(v_S + V_D)}$$

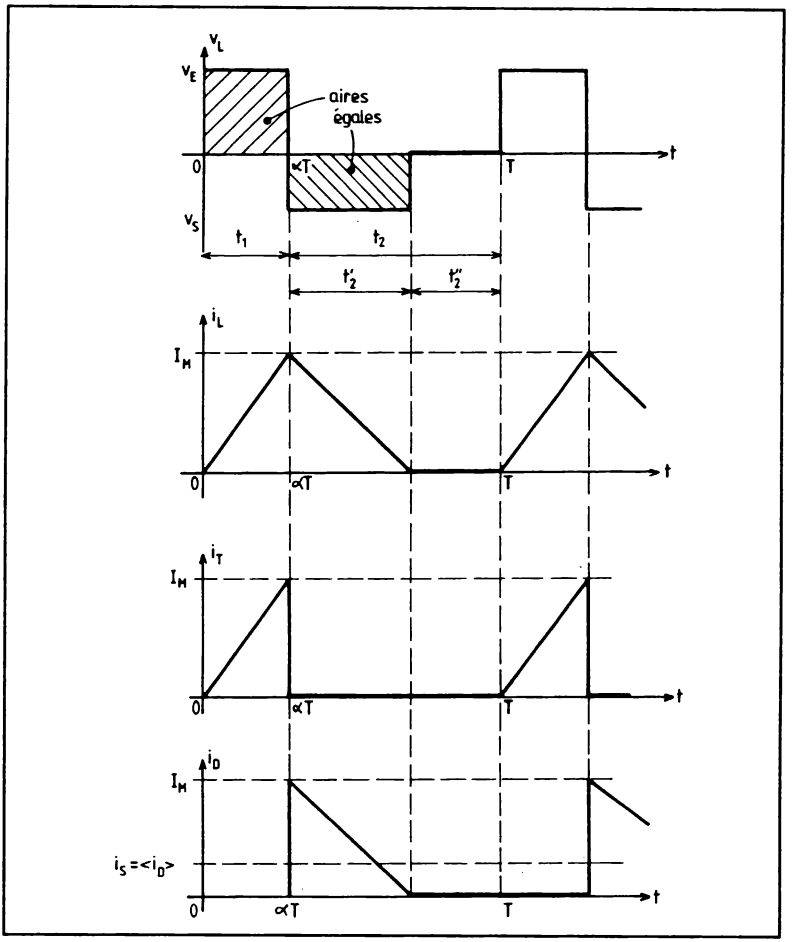


Fig. VIII-29 : Chronogrammes du convertisseur inverseur en mode discontinu.

L'ondulation supplémentaire due à la résistance série du condensateur a même forme que dans le cas du convertisseur élévateur. Sa valeur crête-à-crête est :

$$\Delta v_r = r I_M$$

FONCTIONNEMENT EN MODE DISCONTINU

Les chronogrammes sont tracés à la figure VIII-29. Dans la première phase, le transistor est saturé et la diode bloquée. La bobine emmagasine de l'énergie et le courant croît à partir de 0 :

$$i_L = \frac{v_E}{L} t$$

Lors du blocage du transistor, la diode devient passante. Une deuxième phase commence pendant laquelle le courant décroît :

$$i_L = I_M + \frac{v_S}{L} t'$$

Une dernière phase débute lorsque le courant s'annule. La diode et le transistor restent alors bloqués. La durée de saturation du transistor étant appelée t_1 et le temps de conduction de la diode t'_2, on peut écrire les conditions de continuité :

$$I_M = \frac{v_E}{L} t_1$$

$$o = I_M + \frac{v_S}{L} t'_2$$

On en déduit :

$$\frac{v_S}{v_E} = - \frac{t_1}{t'_2}$$

Ce rapport peut aussi être obtenu directement en traduisant l'égalité des aires des domaines hachurés sur la courbe :

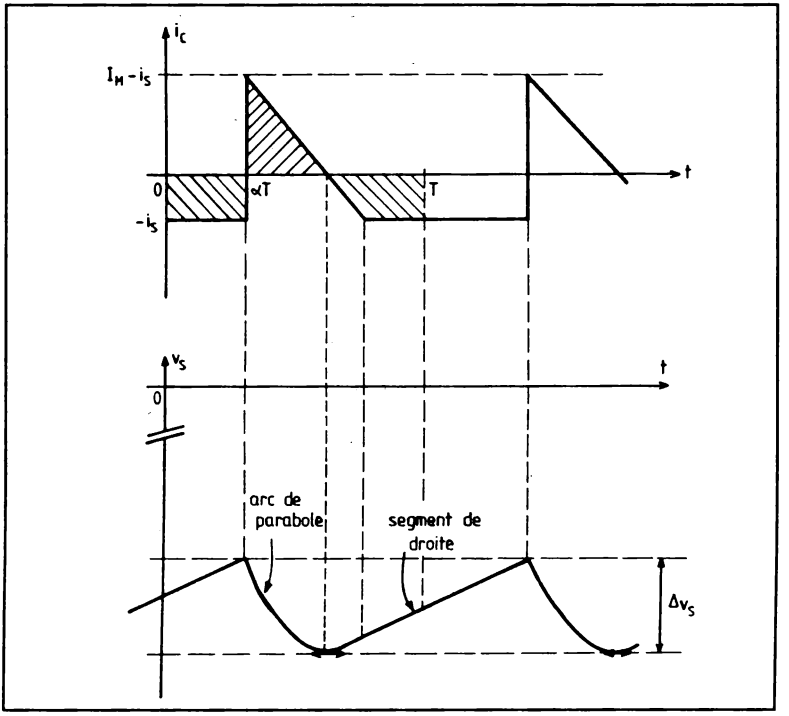


Fig. VIII-30 : Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

$$v_E\, t_1 = -v_S\, t'_2$$

L'ondulation de la tension de sortie est représentée à la figure VIII-30, en concordance avec le courant dans le condensateur. La forme des courbes est identique à ce qui a été obtenu avec le convertisseur élévateur. On a donc de même :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\,\frac{(I_M - i_S)^2}{I_M}\, t'_2$$

Ce qui se transforme, compte tenu de la relation qui exite entre t_1 et t'_2 :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\,\frac{(I_M - i_S)^2}{I_M}\,\frac{v_E}{|v_S|}\, t_1$$

On en déduit :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C}$$

$$\Delta v_S = \frac{(I_M - i_S)^2\, t_1}{2CI_M}\,\frac{v_E}{|v_S|}$$

On peut alors écrire les formules de choix des composants :

$$L = \frac{v_E}{I_M}\, t_1$$

$$C = \frac{(I_M - i_S)^2\, t_1}{2I_M \Delta v_S}\,\frac{v_E}{|v_S|}$$

Quand le courant de sortie est variable, le cas le plus défavorable correspond à $i_S = 0$:

$$C = \frac{I_M t_1}{2\Delta v_S}\,\frac{v_E}{|v_S|}$$

La résistance série du condensateur accroît l'ondulation comme le montre la figure VIII-31. Lorsque la capacité du condensateur est suffisamment élevée, il reste néanmoins la contribution de la résistance r dont la valeur crête-à-crête est :

$$\Delta v_r = r I_M$$

CONVERTISSEURS A TRANSFORMATEUR

L'utilisation d'un transformateur permet d'une part une isolation entre la source et la charge et d'autre part une adaptation des niveaux. La première propriété est intéressante lorsqu'on veut éviter l'emploi d'un transformateur basse fréquence dans une alimentation secteur, mais également quand on souhaite disposer de plusieurs sorties indépendantes. La deuxième propriété a son intérêt pour abaisser la tension dans le cas des alimentations à partir du secteur et éventuellement pour élever la tension lorsque la source est une pile ou une batterie.

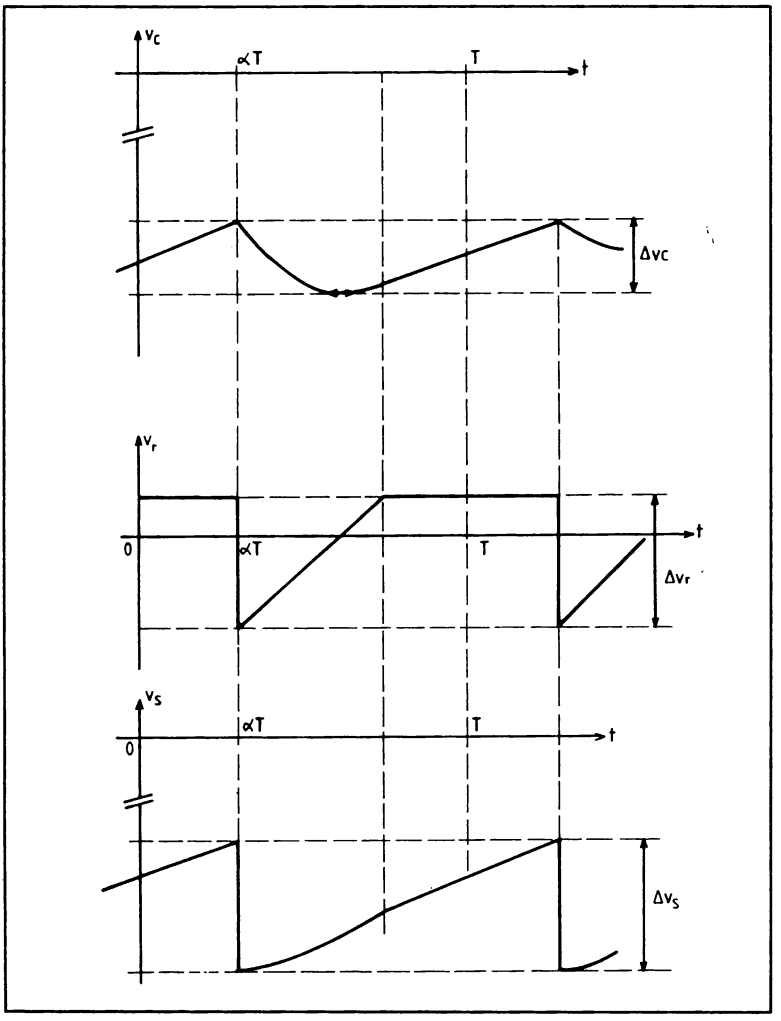


Fig. VIII-31 : Influence de la résistance série du condensateur.

CONVERTISSEUR A RECUPERATION D'ENERGIE

Ce montage, connu sous son appellation anglaise "flyback", correspond au schéma de principe de la figure VIII-32. Lorsque l'interrupteur K est fermé, le transformateur emmagasine de l'énergie fournie par la source d'entrée. La diode D est bloquée et le condensateur C permet l'alimentation de la charge. Quand l'interrupteur est ouvert, la diode se débloque. L'énergie emmagasinée dans le transformateur sert à l'alimentation du circuit

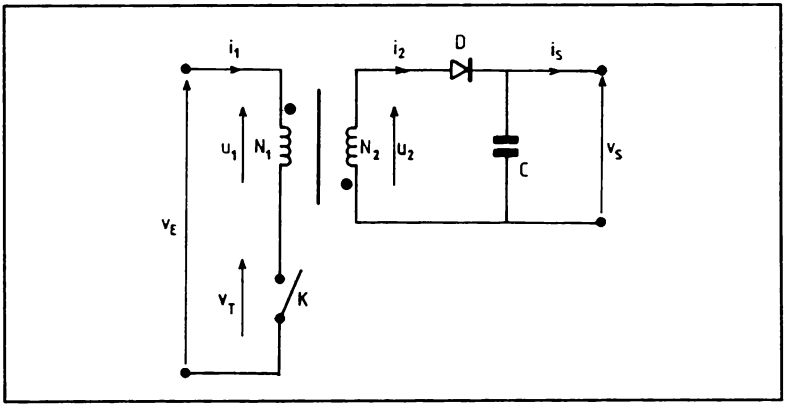


Fig. VIII-32 : Convertisseur à récupération d'énergie.

d'utilisation et à la recharge du condensateur. On choisit une capacité C suffisamment élevée pour que la tension de sortie soit pratiquement constante. Deux types de fonctionnement sont possibles selon que l'énergie stockée est complètement consommée avant la fin de la période ou non. Comme pour les montages précédents, on retrouve donc un mode discontinu et un mode continu. Le transformateur est décrit par son modèle parfait. En effet, le phénomène principal est ici le stockage d'énergie correspondant à la magnétisation du noyau. C'est l'inductance L_m qui rend compte de ce fait. Les autres composants sont idéalisés. On effectue des commutations périodiques de l'interrupteur et on se place en régime établi.

FONCTIONNEMENT EN MODE CONTINU

Les chronogrammes sont tracés à la figure VIII-33. Dans la première phase, l'interrupteur est fermé (transistor saturé) et la tension appliquée au primaire est égale à v_E. La tension présente au secondaire est alors $-kv_E$ (le signe est défini par le pointage des enroulements). La diode D est donc bloquée. Le courant au secondaire est nul et le courant au primaire est dû à la magnétisation du noyau :

$$L_m \frac{di_1}{dt} = v_E$$

Après intégration, on arrive à :

$$i_1 = \frac{v_E}{L_m} t + I_{1m}$$

Dans la deuxième phase, l'interrupteur est ouvert (transistor bloqué). Le courant au primaire est nul. La continuité de l'énergie magnétique impose la conduction de la diode. Vu de son secondaire, le

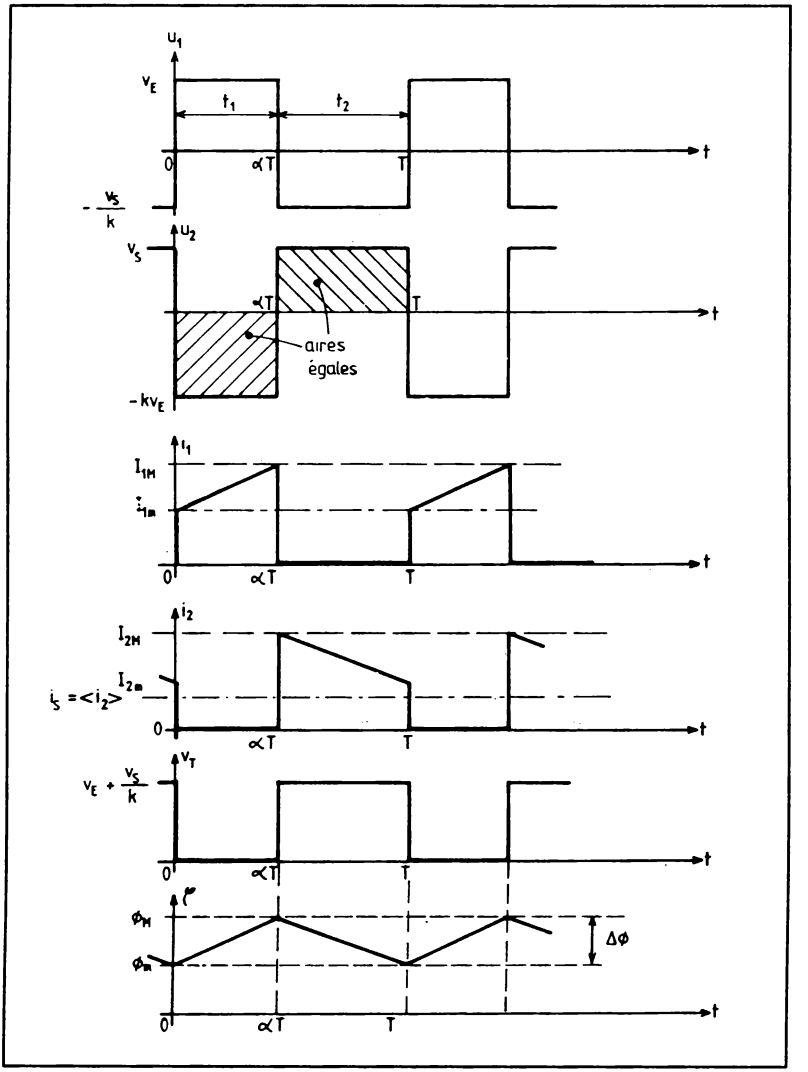


Fig. VIII-33 : Chronogrammes du convertisseur à récupération d'énergie en mode continu.

transformateur présente une inductance :

$$L'_m = k^2 L_m$$

L'intensité au secondaire est alors :

$$i_2 = -\frac{v_S}{L'_m} t' + I_{2M}$$

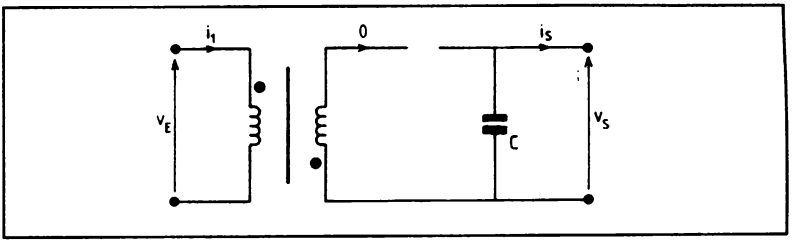


Fig. VIII-34 : Schéma équivalent lorsque K est fermé.

Les schémas simplifiés valables pour chacune des deux phases sont donnés aux figures VIII-34 et VIII-35. La continuité de l'énergie impose une relation entre I_{1M} et I_{2M} :

$$\frac{1}{2} L_m I^2_{1M} = \frac{1}{2} L'_m I^2_{2M}$$

Soit :

$$I_{2M} = \frac{I_{1M}}{k}$$

Les variations du flux magnétique φ sont linéaires dans chaque phase avec continuité lors du raccordement. La valeur crête-à-crête $\Delta\Phi$ de l'ondulation apparaît dans deux relations. Dans la première phase :

$$v_E = N_1 \frac{\Delta\Phi}{t_1}$$

Dans la seconde :

$$v_S = N_2 \frac{\Delta\Phi}{t_2}$$

On en déduit :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_1}{t_2}$$

Soit, en introduisant le rapport k du transformateur et le rapport cyclique α de la commande :

$$\frac{v_S}{v_E} = k \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

On peut ainsi utiliser k pour adapter l'ordre de grandeur des tensions tandis que α sert de grandeur de réglage

Pour déterminer les valeurs particulières des courants, on peut écrire deux relations. La première est issue des équations précédentes :

$$I_{1M} - I_{1m} = \frac{v_E}{L_m} \alpha \ T$$

La seconde est obtenue en écrivant que le courant de sortie est égal à la valeur moyenne du courant dans la diode :

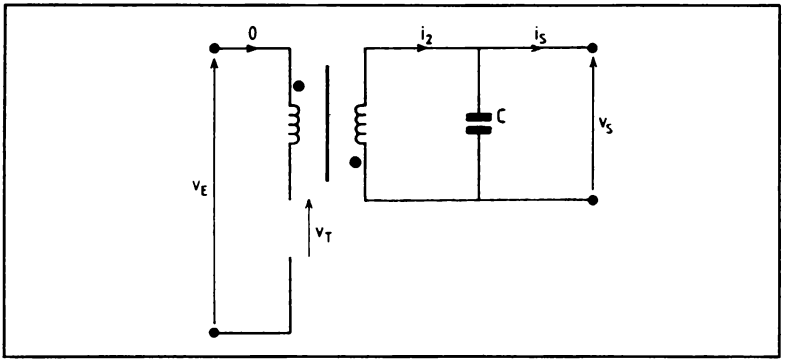


Fig. VIII-35 : Schéma équivalent lorsque K est ouvert.

$$i_S = \frac{1}{2} (I_{2m} + I_{2M}) (1 - \alpha)$$

Soit, compte tenu du rapport entre les intensités :

$$I_{1M} + I_{1m} = \frac{2k\, i_S}{1 - \alpha}$$

On en déduit :

$$I_{1M} = \frac{k\, i_S}{1 - \alpha} + \frac{v_E\, \alpha}{2L_m f_c}$$

On peut alors écrire les autres valeurs particulières, mais c'est I_{1M} qui est essentiel pour le dimensionnement du transistor. Avec les relations obtenues jusqu'à présent, on peut énoncer les diverses contraintes sur les composants :

$$v_{T\,max} = v_E + \frac{v_S}{k}$$

$$i_{T\,max} = \frac{k\, i_S}{1 - \alpha} + \frac{v_E\, \alpha}{2L_m f_c}$$

$$|v_D|_{max} = v_S + k v_E$$

$$i_{D\,max} = \frac{i_S}{1 - \alpha} + \frac{v_E\, \alpha}{2L_m f_c k}$$

$$\langle i_D \rangle = i_S$$

FONCTIONNEMENT EN MODE DISCONTINU

Les chronogrammes sont tracés à la figure VIII-36. Dans la première phase, le transformateur emmagasine de l'énergie et le courant au primaire croît linéairement :

$$i_1 = \frac{v_E}{L_m}\, t$$

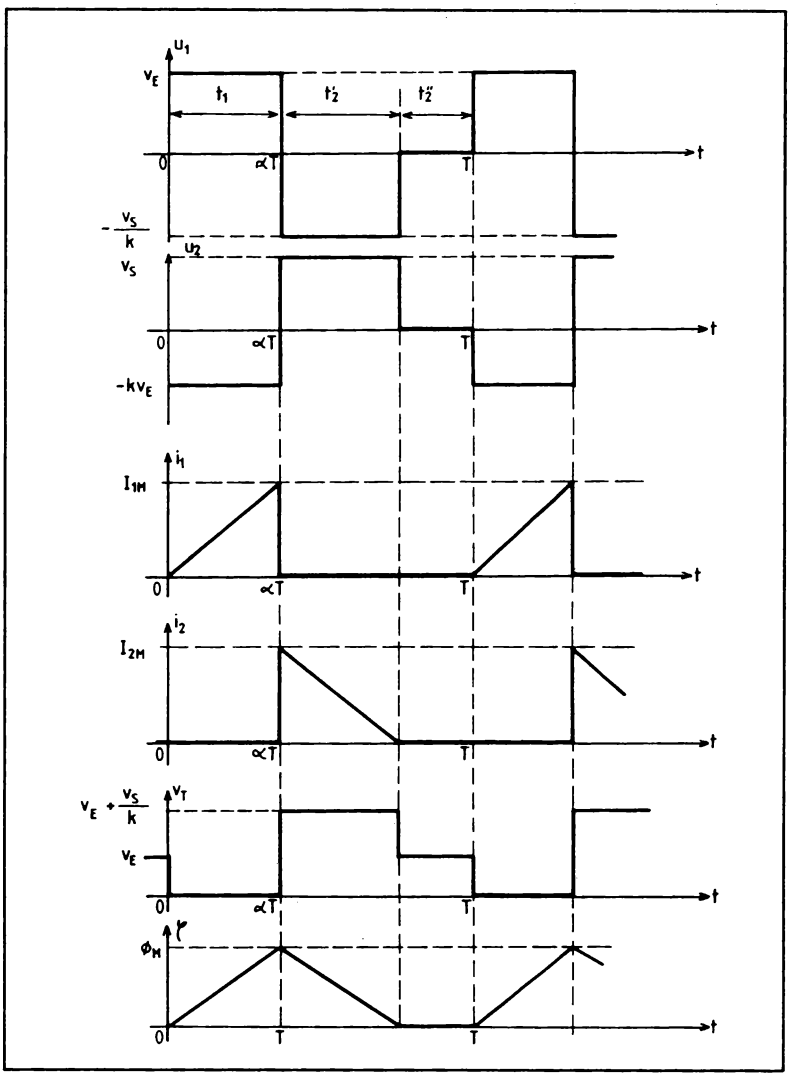


Fig. VIII-36 : Chronogrammes du convertisseur à récupération en mode discontinu.

Dans la deuxième phase, le transformateur restitue son énergie au circuit secondaire. Le courant décroît :

$$i_2 = I_{2M} - \frac{v_S}{L'_m}\, t'$$

Dans la troisième phase, le transformateur est totalement

démagnétisé. Il n'y a aucun courant ni au primaire ni au secondaire. C'est le condensateur qui alimente la charge dans les phases 1 et 3.

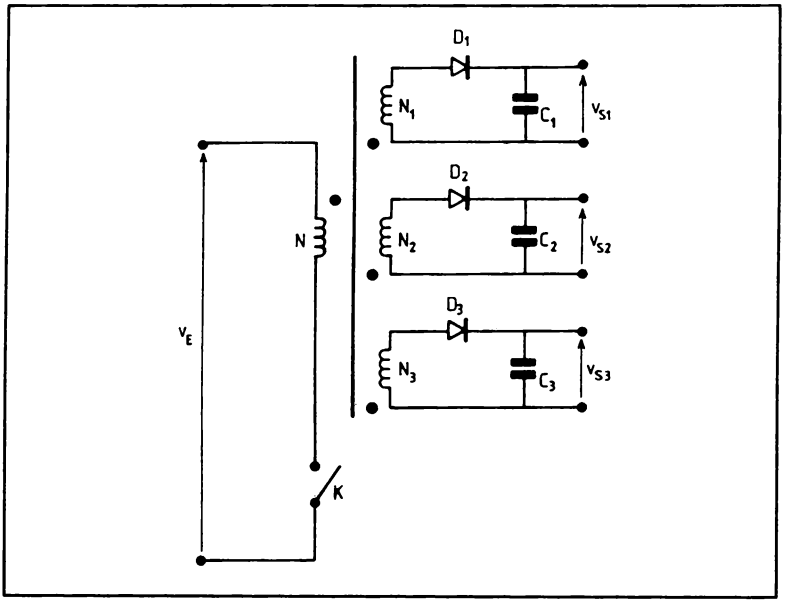


Fig. VIII-37 : Convertisseur à sorties multiples.

Le convertisseur à récupération d'énergie a l'avantage de la simplicité et du faible nombre de composants nécessaires. Il est intéressant pour les alimentations à sorties multiples (figure VIII-37). Par contre, le principal inconvénient est la mauvaise utilisation du transformateur : l'énergie est accumulée pendant une phase et restituée pendant une seconde phase. De plus, le filtrage de la tension de sortie est difficile du fait des discontinuités du courant. Ce montage est utilisé pour la conversion de puissances ne dépassant pas 100 à 200 W.

CONVERTISSEUR A TRANSFERT DIRECT

Ce montage est souvent désigné par son appellation anglaise : "forward". Le schéma est donné à la figure VIII-38. Les chronogrammes apparaissent à la figure VIII-39. Dans la première phase, l'interrupteur est fermé. On arrive alors au schéma simplifié de la figure VIII-40. En effet, la diode D_1 est passante (noter le pointage des enroulements inversé par rapport au montage précédent). Par contre, D_2 et D_3 sont bloquées. Le transformateur prélève de l'énergie sur la source d'entrée et la partage entre sa propre

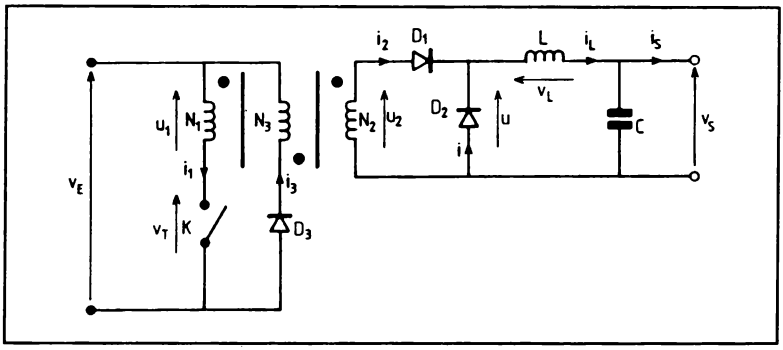


Fig. VIII-38 : Convertisseur à transfert direct d'énergie.

magnétisation et le transfert vers le secondaire. A ce niveau, une fraction d'énergie est fournie à la charge tandis qu'une autre partie est stockée dans la bobine et le condensateur. Si L_m est l'inductance

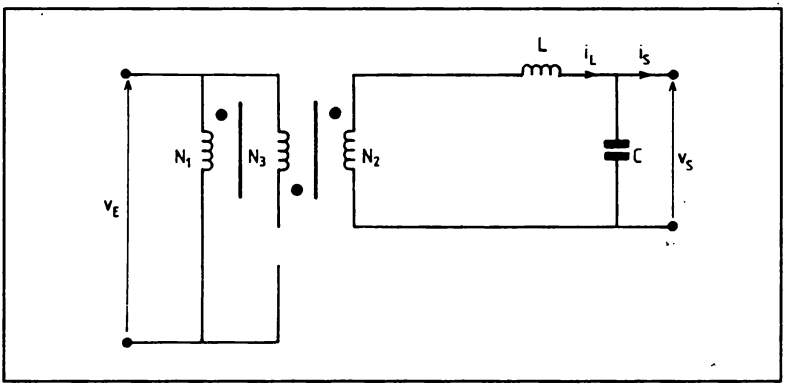


Fig. VIII-40 : Schéma simplifié lors de la phase 1.

magnétisante vue du primaire, le courant magnétisant augmente linéairement suivant l'équation :

$$i_o = \frac{v_E\, t}{L_m}$$

La tension au secondaire est kv_E avec :

$$k = \frac{N_2}{N_1}$$

Le courant dans la bobine, qui est ici égal au courant secondaire, augmente aussi linéairement :

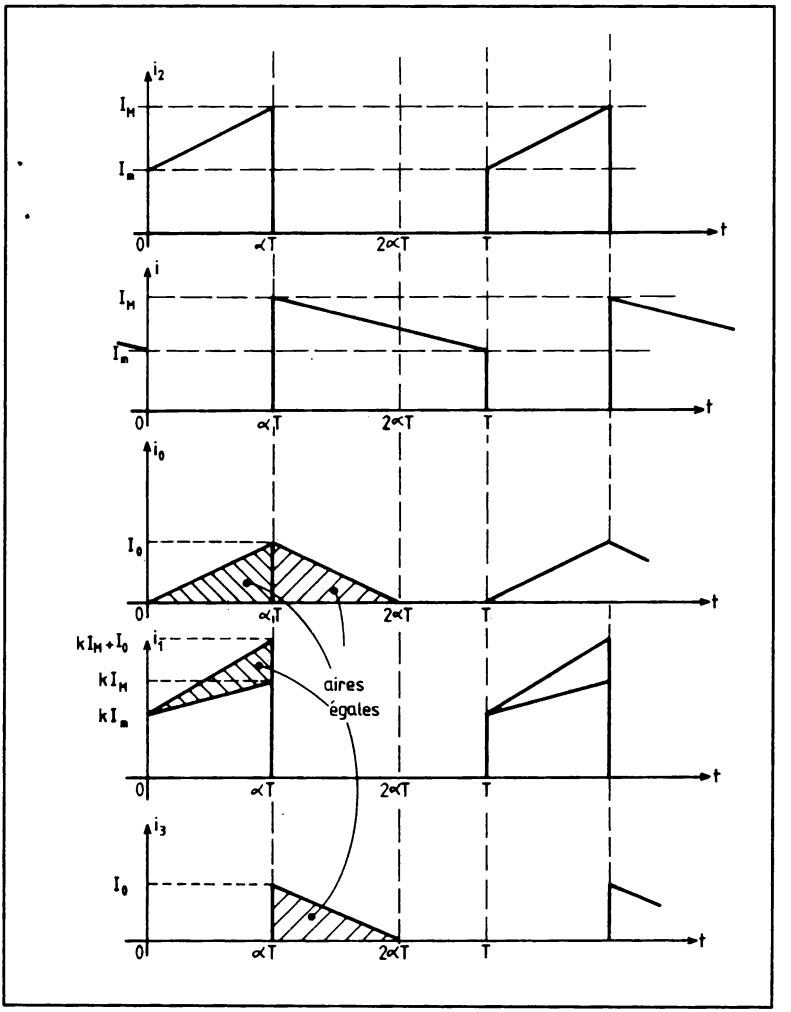
$$i_L = i_2 = \frac{kv_E - v_S}{L} t + I_m$$

Le courant primaire est égal à la somme du courant utile et du courant de magnétisation :

$$i_1 = i_{1t} + i_o$$

Sa variation est également linéaire :

$$i_1 = k\frac{kv_E - v_S}{L} t + kI_m + \frac{v_E t}{L_m}$$



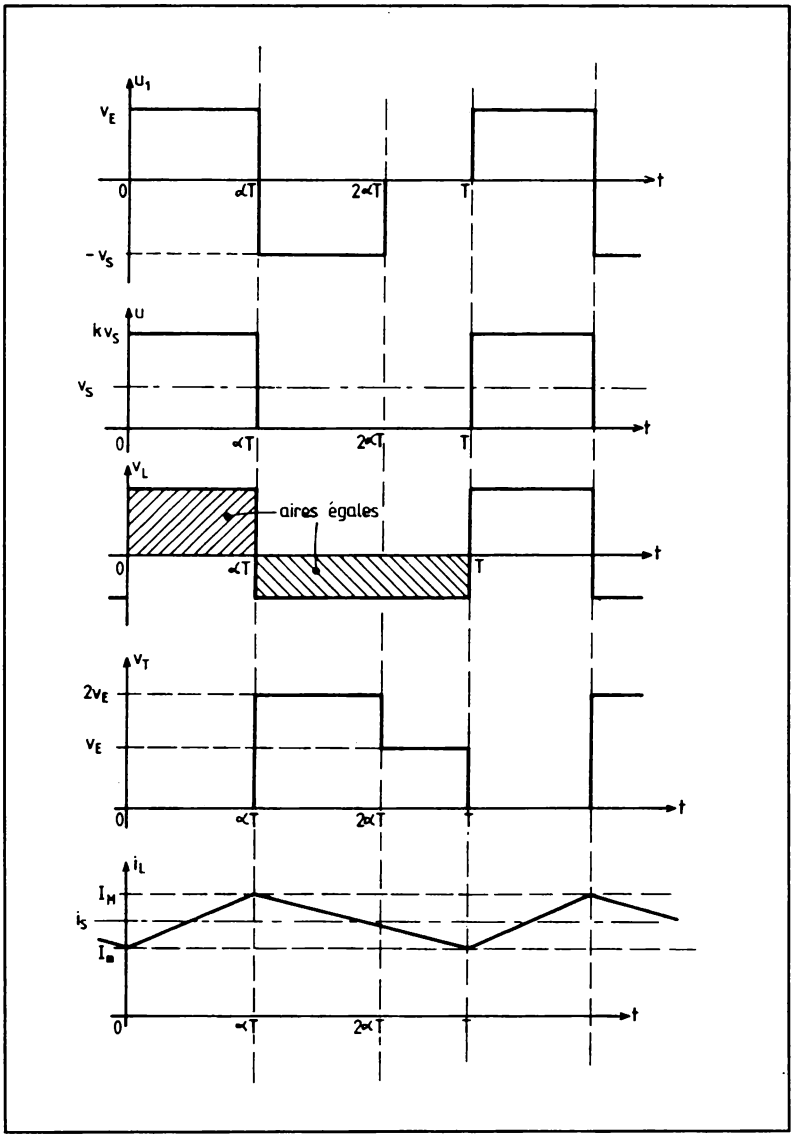


Fig. VIII-39 : Chronogrammes du convertisseur à transfert direct d'énergie (avec $N_3 = N_1$).

Au moment où on ouvre l'interrupteur commence une deuxième phase pendant laquelle le schéma simplifié est celui de la figure VIII-41. La diode D_1 s'est immédiatement bloquée. Pour assurer la

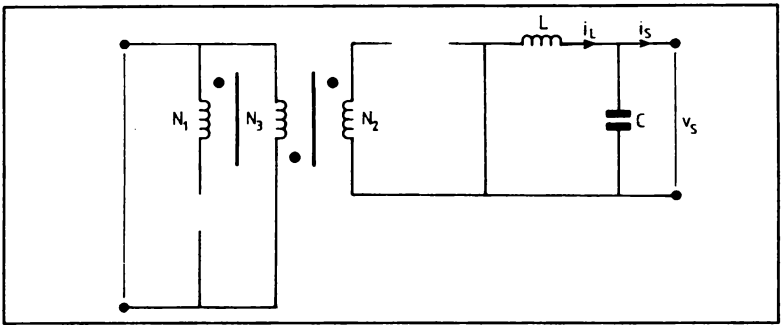


Fig. VIII-41 : Schéma simplifié lors de la phase 2.

continuité de l'énergie emmagasinée dans la bobine, la diode D_2 est devenue passante (même processus que pour les convertisseurs à simple bobine). Les courants primaire et secondaire du transformateur sont nuls, mais il faut cependant assurer sa démagnétisation (c'est toujours un problème de continuité d'énergie). Ce rôle est assuré par un troisième enroulement de N_3 spires. On choisit en général $N_3 = N_1$. La diode D_3 devient passante et le courant dans cet élément est :

$$i_3 = i_o = \frac{N_1}{N_3} \frac{v_E \alpha\ T}{L_m} - \frac{v_E t}{L''_m}$$

L''_m étant l'inductance magnétisante vue de l'enroulement tertiaire.

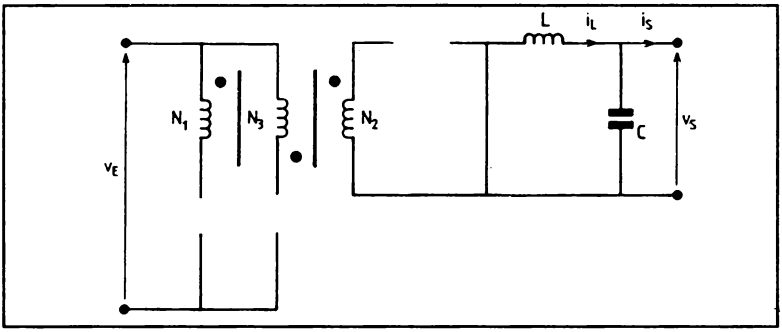


Fig. VIII-42 : Schéma simplifié lors de la phase 3.

L'énergie magnétique stockée dans le transformateur est restituée à la source d'entrée. Au bout d'une durée égale à α T, le courant magnétisant s'annule. Une troisième phase commence alors (schéma simplifié de la figure VIII-42). Tous les courants dans la transformateur sont nuls. Pendant les phases 2 et 3, la charge est alimentée grâce à l'énergie emmagasinée dans la bobine et le condensateur. Le fonctionnement du circuit de sortie est identique à celui du convertisseur abaisseur à bobine. La tension de sortie est égale à la valeur moyenne de u, soit :

$$v_S = k\ \alpha\ v_E$$

Le fonctionnement est correct à condition que le transformateur ait le temps de se démagnétiser avant la fin de la période. Cela impose une restriction sur le rapport cyclique :

$$\alpha < 0{,}5 \qquad (\text{si } N_3 = N_1)$$

Le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire s'effectue en même temps que la magnétisation du transformateur (première phase). C'est ce qui justifie l'appellation de "transfert direct". Les contraintes sur les composants à semiconducteur sont les suivantes :

$$v_{T\,max} = (1 + \frac{N_1}{N_3})\ v_E$$

$$i_{T\,max} = k\ [i_S + \frac{k\ \alpha\ (1-\alpha)\ v_E}{2Lf_c}] + \frac{v_E \alpha\ T}{L_m}$$

$$|v_{D1}|_{max} = k v_E$$

$$\langle i_{D1} \rangle = \alpha\ i_S$$

$$|v_{D2}|_{max} = k\ v_E$$

$$\langle i_{D2} \rangle = (1-\alpha\ )\ i_S$$

$$|v_{D3}|_{max} = (1 + \frac{N_3}{N_1})\ v_E$$

$$\langle i_{D3} \rangle = \frac{\alpha\ ^2 v_E}{2L_m f_c}$$

Par rapport au montage précédent, le convertisseur à transfert direct présente deux avantages : une meilleure utilisation du circuit magnétique et un filtrage plus facile pour la tension de sortie. Par contre des inconvénients apparaissent : un schéma un peu plus complexe et qui fait appel à deux composants magnétiques et un

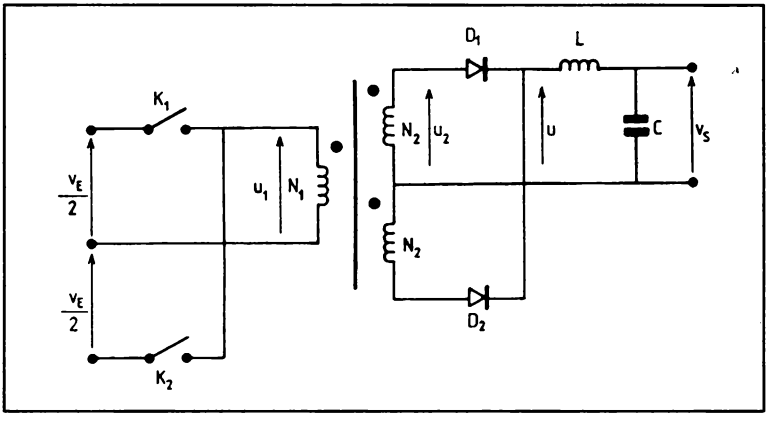


Fig. VIII-43 : Convertisseur en demi-pont.

dimensionnement plus important du transistor. Cette structure est cependant la plus utilisée pour des puissances de quelques centaines de watts.

CONVERTISSEUR EN DEMI-PONT

Il est possible d'améliorer l'utilisation du circuit magnétique en inversant périodiquement la tension appliquée au primaire du transformateur afin d'alterner les phases de transfert direct d'énergie. L'enroulement de démagnétisation n'est alors plus nécessaire. La solution la plus courante est le montage en demi-pont représenté à la figure VIII-43. Ce convertisseur exige deux tensions d'entrée identiques qui peuvent être obtenues en dédoublant le condensateur de filtrage du redresseur comme le montre la figure VIII-44. Les capacités C_1 et C_2 doivent être identiques.

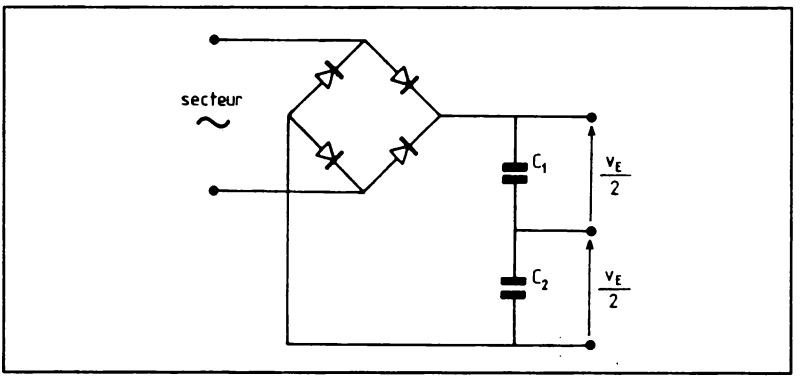


Fig. VIII-44 : Obtention des tensions d'entrée.

Contrairement aux montages précédents, le cycle magnétique du transformateur est symétrique par rapport à l'origine. Par contre, ce convertisseur exige deux interrupteurs commandés. Les chronogrammes de fonctionnement sont indiqués à la figure VIII-45. L'interrupteur K_1 est fermé pendant une durée α T. La conduction de K_2 est décalée d'une demi-période et a même durée. Le rapport cyclique doit être limité pour éviter un court-circuit à l'entrée :

$$\alpha < 0{,}5$$

La tension u_1 au primaire est donc alternative et la tension u_2 au secondaire a même forme, elle est simplement mutlipliée par le facteur

$$k = \frac{N_2}{N_1}$$

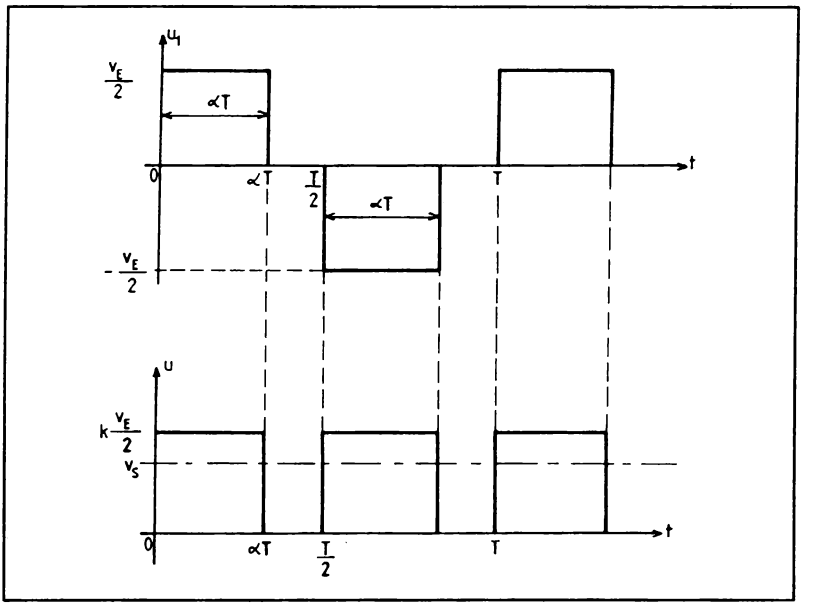


Fig. VIII-45 : Chronogrammes du convertisseur en demi-pont.

Le secondaire à point milieu est associé à un redresseur biphasé formé des diodes D_1 et D_2. On obtient alors une tension unidirectionnelle. Le filtre LC permet d'extraire la valeur moyenne de ce signal :

$$v_S = \langle u \rangle$$

Soit :

$$v_S = k\ \alpha\ v_E$$

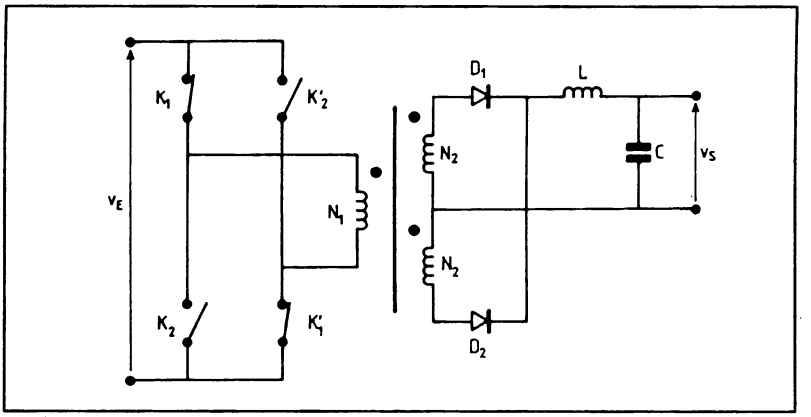


Fig. VIII-46 : Convertisseur en pont.

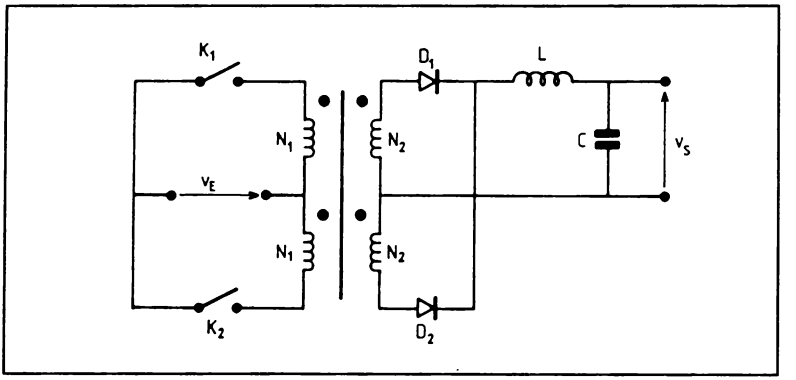


Fig. VIII-47 : Convertisseur symétrique.

Le convertisseur en demi-pont est utilisé pour l'obtention de puissances pouvant aller jusqu'à quelques kilowatts. Toutefois, les complications dues à la présence de deux interrupteurs commandés font qu'on préfère souvent la structure directe à un seul transistor.

CONVERTISSEUR EN PONT

Pour des puissances plus élevées, on fait appel au montage en pont représenté à la figure VIII-46. Les interrupteurs sont commandés deux par deux de façon complémentaire : K_1 et K'_1 d'un côté, K_2 et K'_2 de l'autre. La tension de sortie est :

$$v_S = 2\ k\ \alpha\ v_E$$

Cette structure conduit à la meilleure utilisation des transistors mais demande une commande relativement complexe.

CONVERTISSEUR SYMETRIQUE

Ce montage, souvent connu sous le nom de "push-pull' correspond au schéma de la figure VIII-47. C'est historiquement la première structure utilisée, mais on la rencontre assez rarement aujourd'hui. La tension de sortie est :

$$v_S = 2\ k\ \alpha\ v_E$$

REGULATEURS DE TENSION A DECOUPAGE

On peut réaliser des régulateurs de tension à partir des convertisseurs étudiés au chapitre précédent. Pour cela, il faut leur adjoindre un circuit qui élabore un signal rectangulaire de commande dont les caractéristiques dépendent de l'écart entre la tension de sortie et une valeur de consigne. Cette fonction est en général assurée par un circuit intégré spécialisé.

PRINCIPES

Parmi les nombreux circuits intégrés disponibles sur le marché, on peut distinguer trois types différents suivant le principe mis en œuvre.

REGULATEURS A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

C'est de loin la solution la plus répandue. Le schéma de principe est donné à la figure IX-1. Une fraction de la tension de sortie est prélevée par un diviseur résistif. L'écart entre ce signal et une référence est présenté à l'entrée d'un amplificateur de différence. On compare ensuite la tension obtenue à un signal triangulaire d'amplitude et de fréquence fixes. On obtient ainsi des impulsions comme le montre la figure IX-2. La fréquence de ce signal est fixe, mais la largeur de l'impulsion dépend de la valeur de la tension de sortie du convertisseur. On parle alors de modulation de largeur d'impulsion. Autrement dit, on procède à un réglage du rapport cyclique à fréquence constante. Comme la caractéristique de transfert du convertisseur est commandée par le rapport cyclique, on agit sur la tension de sortie. L'amplification A étant élevée, la tension différentielle d'entrée de l'amplificateur d'erreur est très faible. On a donc :

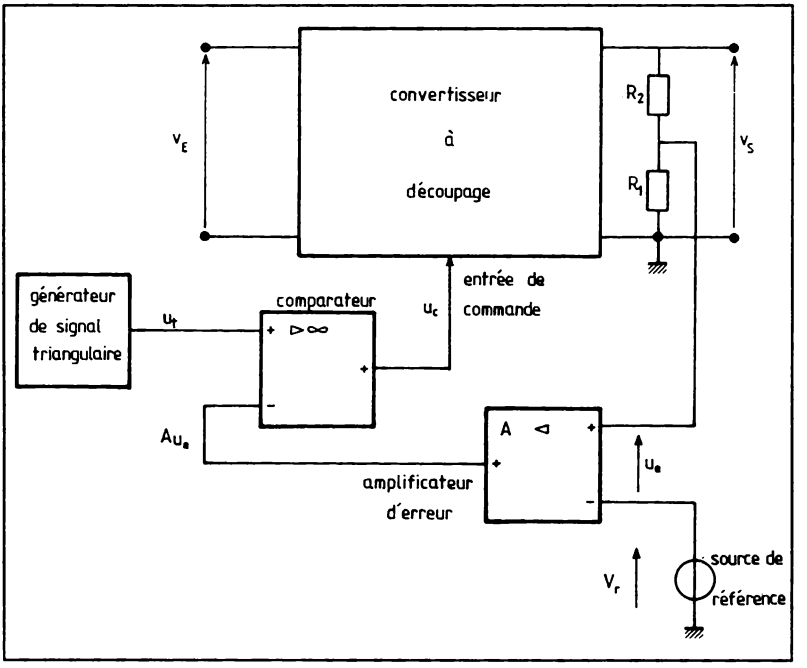


Fig. IX-1 : Principe d'un régulateur à modulation de largeur d'impulsion.

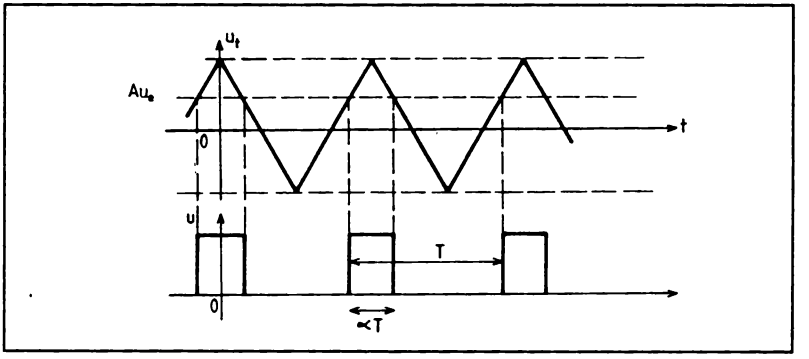


Fig. IX-2 : Elaboration de la tension de commande.

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r$$

Soit :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_r$$

Si la tension de sortie vient à diminuer, le niveau de comparaison Au_e baisse et le rapport cyclique du signal de commande augmente. On compense ainsi la variation de tension initiale. Le dispositif effectue donc bien une régulation de tension. Les circuits intégrés spécialisés intègrent l'ensemble des fonctions décrites ainsi que des fonctions annexes comme la limitation de courant, l'inhibition, etc. On dispose en général aussi d'un transistor interne pouvant faire office de commutateur si les courants ne sont pas très élevés. Dans le cas contraire, on fait appel à un transistor externe. Enfin, certains

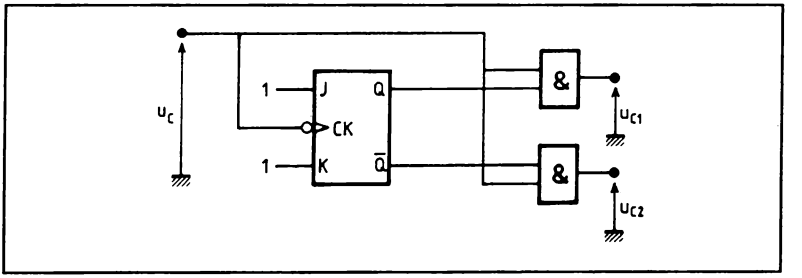


Fig. IX-3 : Création d'une sortie double.

circuits possèdent une sortie double délivrant des impulsions décalées pour les convertisseurs qui utilisent deux commutateurs. Pour créer ces signaux, on fait appel à une bascule JK montée en diviseur par deux (figure IX-3). Le sorties Q et $\overline{Q}$ aiguillent les impulsions vers chacune des voies à l'aide de deux circuits ET. Les signaux sont tracés à la figure IX-4.

REGULATEURS A TEMPS DE CONDUCTION FIXE

Cette solution est utilisée dans certains convertisseurs de faible puissance. Elle a surtout l'avantage de la simplicité. La durée de l'état haut du signal de commande est fixée et le réglage s'effectue sur la durée de l'état bas. La fréquence de fonctionnement est donc variable. Le schéma fonctionnel est représenté à la figure IX-5. On retrouve l'amplificateur d'erreur qui compare une fraction de la tension de sortie à une référence. Le signal issu de ce circuit commande alors un générateur de signaux rectangulaires dont on règle la durée de l'état bas. Comme précédemment, le gain de l'amplificateur est élevé et on peut écrire :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r$$

Soit :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1}) V_r$$

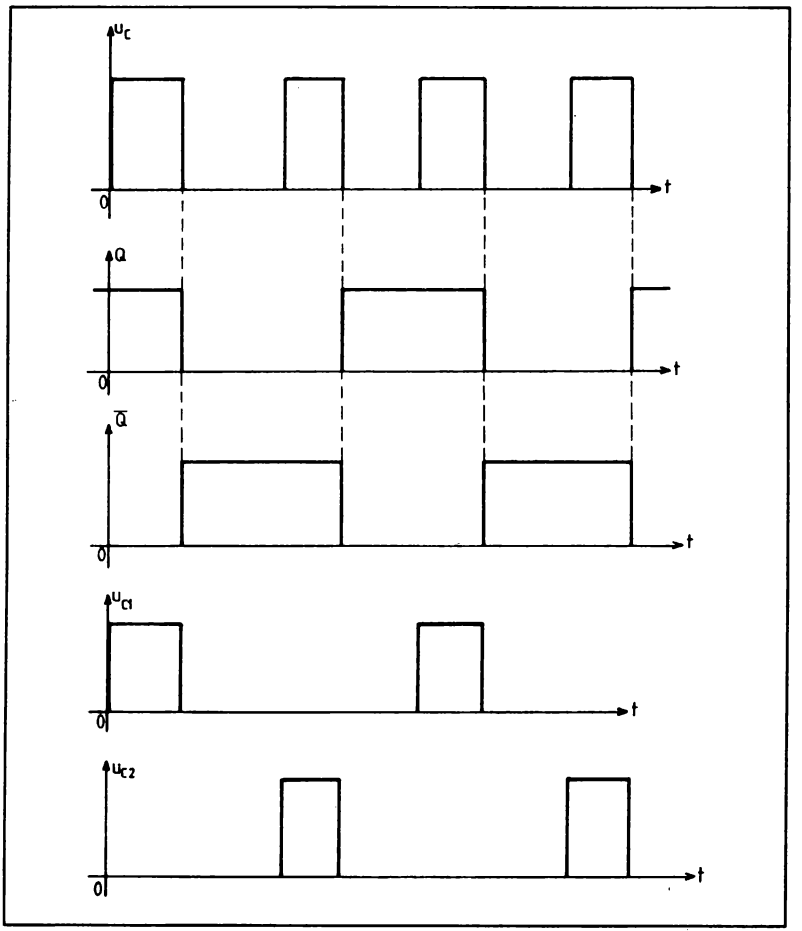


Fig. IX-4 : Signaux de commande décalés.

Pendant la durée fixe de l'état haut, la bobine du convertisseur emmagasine une certaine énergie. Celle-ci est restituée complètement pendant l'état bas du signal de commande. Le convertisseur fonctionne donc en mode discontinu. La fréquence n'étant pas constante, le filtrage est plus difficile que pour un régulateur à modulation de largeur d'impulsion. On n'utilise donc pas cette solution pour les convertisseurs de puissance élevée.

REGULATEURS A BLOCAGE DES COMMUTATIONS

Dans ce cas, on fait fonctionner le convertisseur à la limite du mode continu, c'est-à-dire que l'énergie emmagasinée dans la bobine est

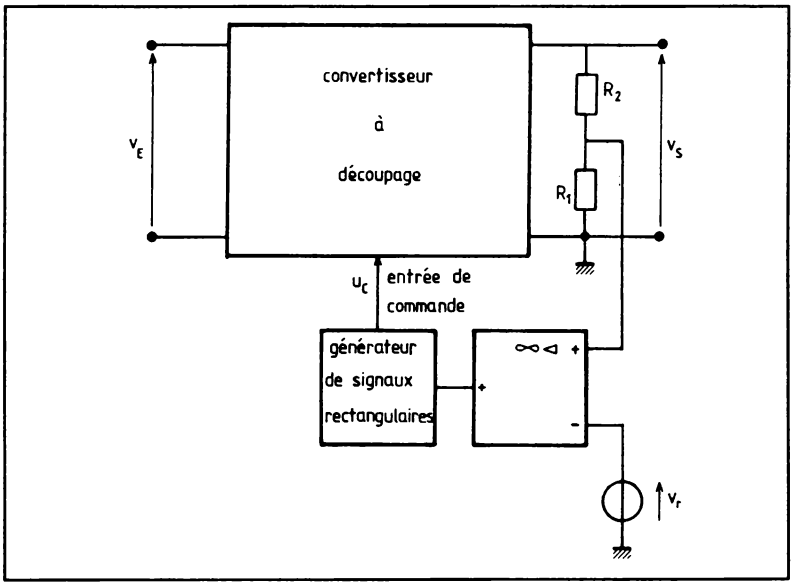


Fig. IX-5 : Principe d'un régulateur à temps de conduction fixe.

juste épuisée à la fin de chaque période. On autorise le fonctionnement pendant un certain temps pour augmenter la tension de sortie puis on bloque les commutations lorsqu'un niveau donné est atteint. Le schéma fonctionnel est donné à la figure IX-6. L'écart entre la tension de sortie et sa valeur de consigne est détecté par un comparateur qui commande une porte. Celle-ci laisse passer les impulsions issues d'un générateur lorsque la tension de sortie est insuffisante. Le fonctionnement correspond aux courbes de la figure IX-7. De la même façon que précédemment, la tension de sortie vaut :

$$v_S = (1 + \frac{R_2}{R_1})\, V_r$$

CIRCUITS INTEGRES SPECIALISES

Le circuit de commande d'un régulateur à découpage est le plus souvent intégré. L'utilisateur doit simplement ajouter quelques éléments externes pour définir la tension de sortie et la fréquence de commutation ou la durée de conduction. Dans certains cas, l'interrupteur de puissance et la diode sont également intégrés. Pour réaliser un régulateur complet, il reste alors à connecter le composant inductif et le condensateur de filtrage. Dans d'autres cas, il est nécessaire d'utiliser un transistor et une diode externes. Le

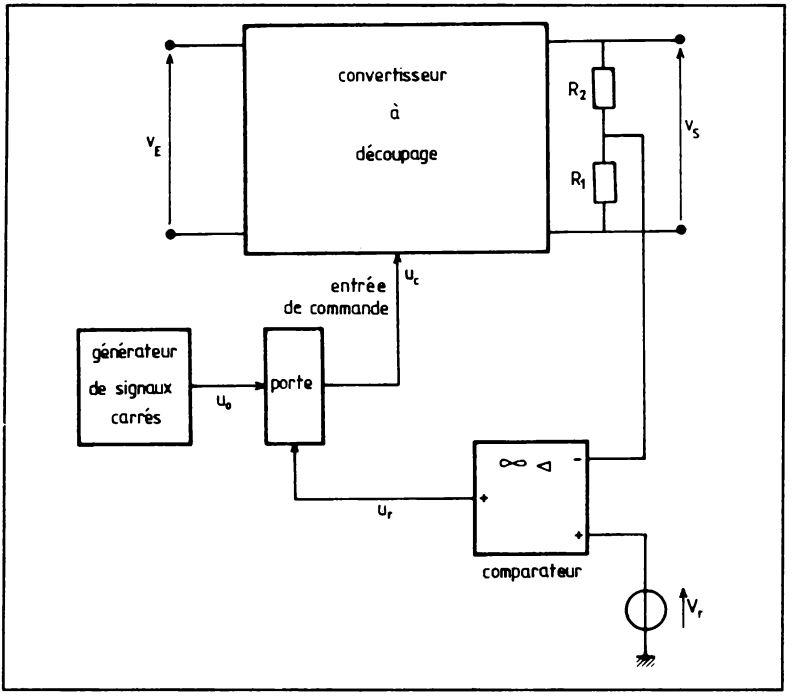


Fig. IX-6 : Principe d'un régulateur à blocage des commutations.

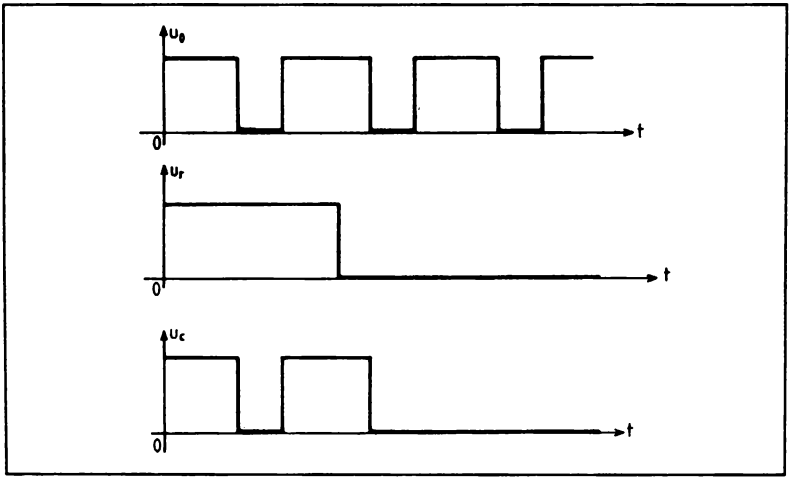


Fig. IX-7 : Elaboration de la tension de commande.

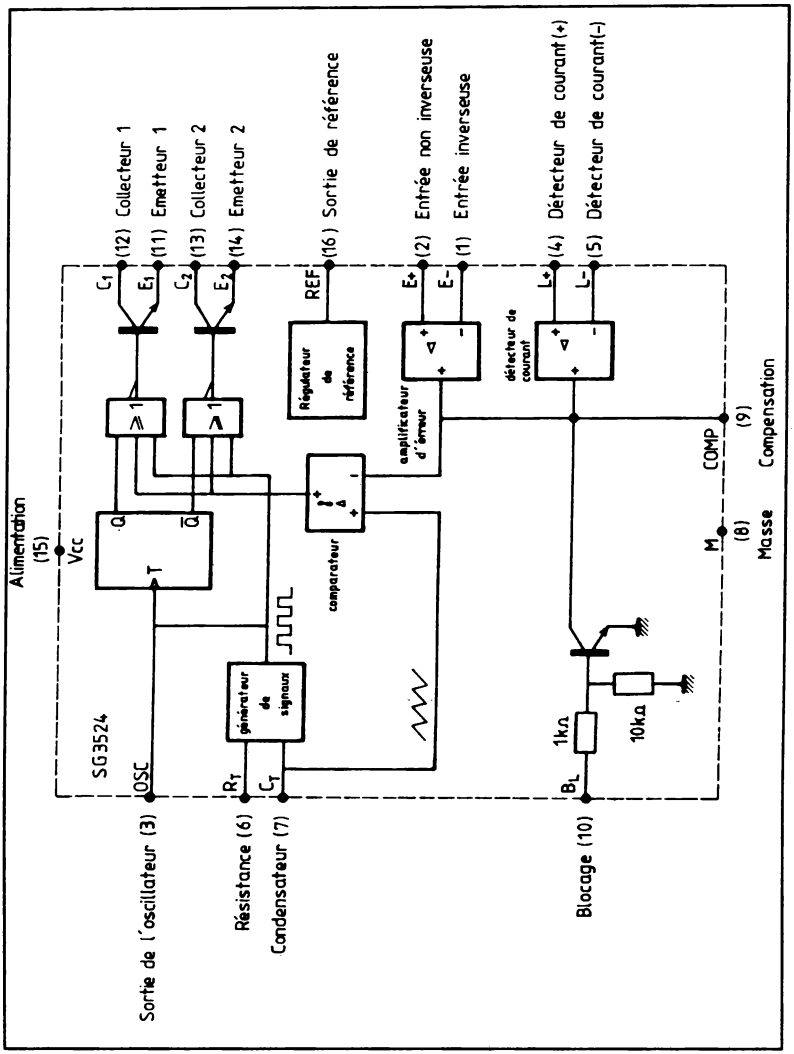


Fig. IX-8 : Schéma fonctionnel du circuit intégré SG3524.

précurseur a été le SG3524 de Silicon General qui est apparu en 1976. Ce circuit est vite devenu un composant standard repris par de nombreux constructeurs (SGS Thomson, National Semiconductor LM3524, Cherry Semiconductor CS3524, Texas Instruments...). Il s'agit d'un circuit de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Son schéma fonctionnel est donné à la figure IX-8. Un générateur de signaux crée une tension en dents de scie dont la

fréquence est fixée par deux composants externes : une résistance branchée entre la borne R_T et la masse et un condensateur connecté entre la borne C_T et la masse. Le constructeur précise la formule qui définit la fréquence :

$$f = \frac{1,15}{R_T C_T}$$

Les valeurs de R_T doivent être choisies entre 1,8 kΩ et 100 kΩ tandis que les valeurs possibles pour C_T vont de 1 nF à 100 nF. Un comparateur reçoit sur ses entrées la tension en dents de scie et un signal issu de l'amplificateur d'erreur. Une particularité de ce dernier est que la gamme possible pour sa tension d'entrée en mode commun s'étend de 1,8 V à 3,4 V. Il n'est donc pas possible d'appliquer directement la source de référence interne 5 V sur une entrée. On fait alors appel à un diviseur résistif externe. La sortie du comparateur est appliquée sur une entrée des circuits NOR qui commandent chacun des deux transistors de sortie. Une bascule permet de diriger alternativement les impulsions vers chaque voie et le générateur de signaux assure un temps mort pour éviter une conduction simultanée des transistors. Un circuit de limitation de courant agit également sur le comparateur. Il faut noter que la tension appliquée sur chaque entrée de ce circuit doit être comprise entre -1 V et 1 V, ce qui impose le branchement de la résistance de détection de courant dans la connexion de masse du régulateur. Un transistor interne permet d'assurer le blocage du fonctionnement par un signal externe. La sortie de l'amplificateur d'erreur est accessible pour permettre une commande de gain ou une compensation en fréquence. Le régulateur de référence peut débiter un courant de 50 mA. La tension d'alimentation V_{cc} doit être comprise entre 8 V et 40 V. Le circuit SG3524 est très commode car il autorise toutes les possibilités de convertisseurs grâce aux nombreux points accessibles et à la présence de deux transistors séparés et commandés en opposition. Il présente cependant quelques inconvénients qui ont été supprimés dans des versions améliorées comme le SG3524A introduit en 1982. La précision de la source de référence a été améliorée (1 %), la gamme des tensions d'entrée de l'amplificateur d'erreur a été élargie (en incluant la tension de référence) et un circuit de détection de sous-tension permet d'assurer une meilleure sécurité du fonctionnement. Le SG3524 a également donné naissance à une famille de circuits intégrés de commande : les SG3525A, SG3527A et SG3526. Les autres constructeurs ont également développé des composants du même type : Motorola avec le MC3420, Texas Instruments avec le TL494. Unitrode a par ailleurs introduit des circuits plus particulièrement destinés aux alimentations à découpage avec isolement avec le UC3840. Tous ces circuits fonctionnent sur le principe de la modulation de largeur d'impulsions. D'autres composants exploitent les autres principes possibles. Le μA78S40 de

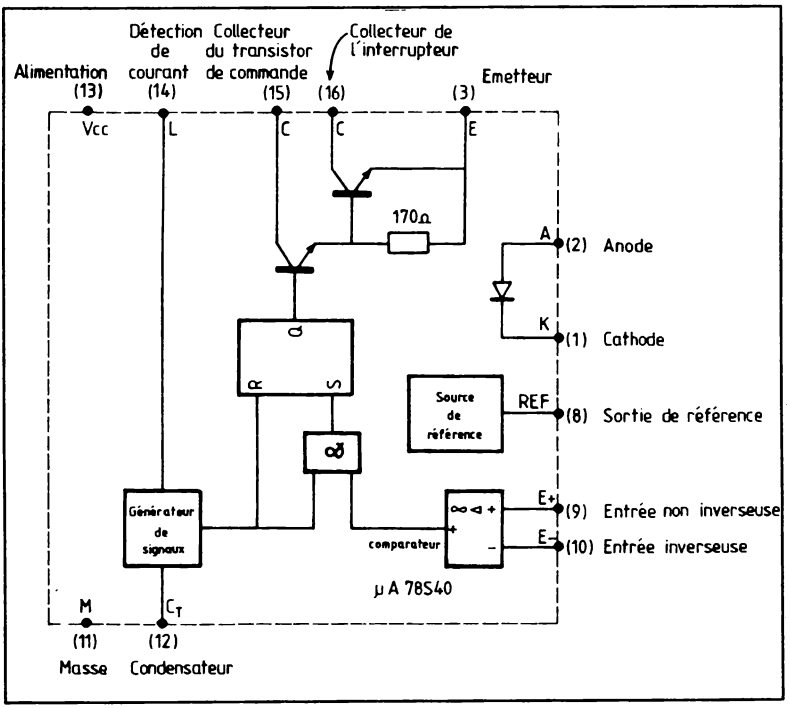


Fig. IX-9 : Schéma fonctionnel du circuit intégré μA78S40.

Fairchild utilise la régulation par blocage des commutations. Son schéma fonctionnel est donné à la figure IX-9. Un générateur de signaux crée les impulsions par charge et décharge d'un condensateur externe branché entre la borne C_T et la masse. La capacité de ce condensateur impose la durée de conduction du commutateur :

$$t_1 = \frac{C_T}{K}$$

Avec :

$$K = 4.10^{-5}\ F/s$$

Un comparateur permet de situer la tension de sortie par rapport à une valeur de consigne et d'autoriser ou non le passage des impulsions du générateur grâce à un circuit ET associé à une bascule. Un circuit de référence délivre une tension de 1,25 V. Un transistor de sortie couplé à un transistor de commande peut former un montage Darlington. Le courant dans cet interrupteur peut atteindre 1,5 A, ce qui dispense souvent de l'usage d'un transistor externe. La tension maximale est de 40 V. Enfin, une diode intégrée est disponible, ainsi qu'un amplificateur opérationnel supplémentaire

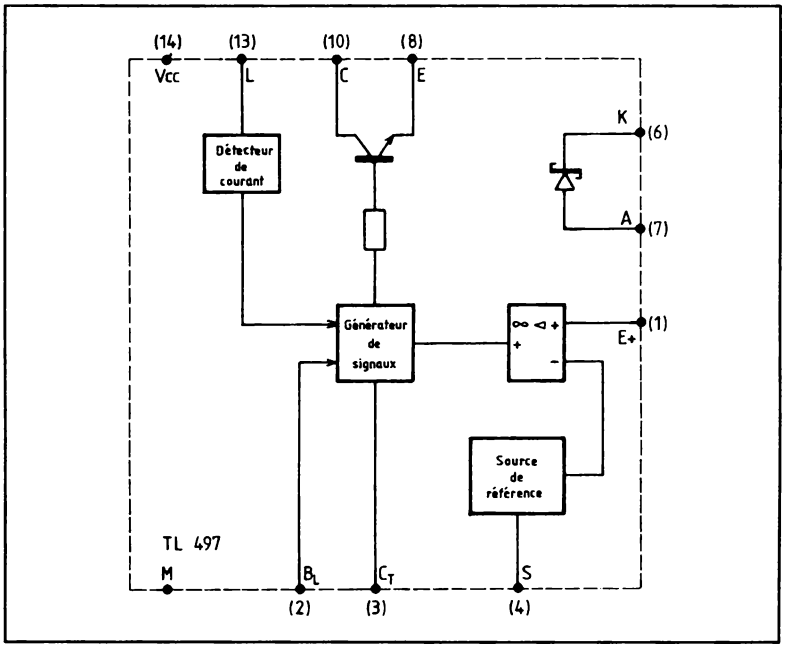


Fig. IX-10 : Schéma fonctionnel du circuit intégré TL497.

(non représenté sur la figure). Le μA78S40 utilise un boîtier à 16 broches, mais Motorola a créé une version simplifiée, le MC34063 qui est disponible dans un boîtier à 8 broches. Il n'inclue ni la diode, ni l'amplificateur opérationnel supplémentaire et la source de référence est reliée à l'entrée non inverseuse du comparateur. D'autres circuits intégrés fonctionnent à temps de conduction constant. C'est en particulier le cas du TL497 de Texas Instruments. Son schéma fonctionnel est précisé à la figure IX-10. Le générateur de commande fournit des impulsions dont la durée est imposée par un condensateur externe :

$$t_1 = \frac{C_T}{K}$$

Avec :

$$K = 12 \text{ pF}/\mu\text{s}$$

La durée de l'état bas est commandée par un comparateur dont l'entrée inverseuse est reliée à une référence interne de 1,2 V. L'entrée non inverseuse est accessible pour la détection de la tension de sortie. Un circuit de limitation de courant agit également sur le générateur de signaux. Un transistor interne permet de commuter un courant pouvant atteindre 500 mA (maximum absolu 750 mA) et

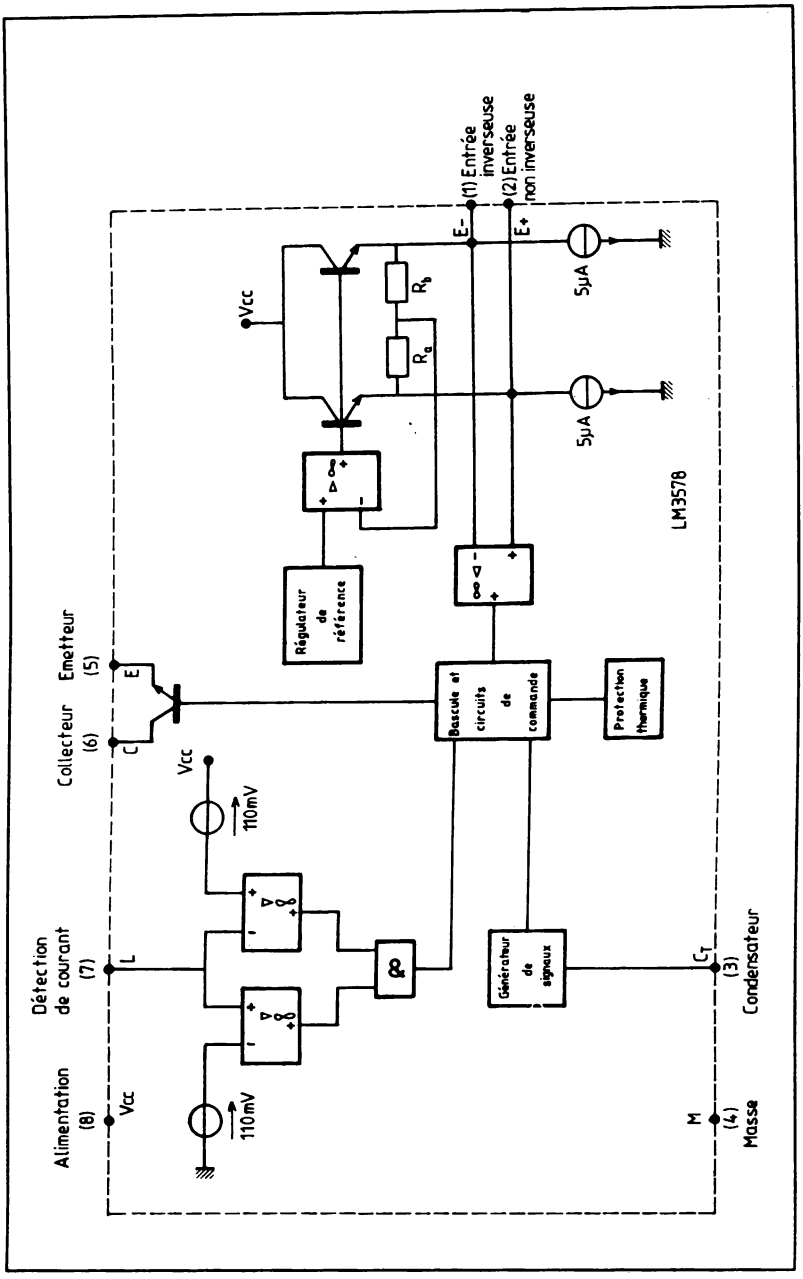


Fig. IX-11 : Schéma fonctionnel du circuit intégré LM3578.

une diode Schottky est aussi disponible. La tension d'alimentation peut aller de 4,5 V à 12 V (maximum absolu 15 V). Le circuit possède une entrée d'inhibition compatible TTL. Les régulateurs intégrés dont on a parlé jusqu'à présent sont des modèles classiques qu'on rencontre de façon courante aujourd'hui. Cependant, les constructeurs développent toujours de nouveaux composants plus performants qui tendent à remplacer les précédents. On peut tout d'abord citer le LM3578 de National Semiconductor. Il s'agit d'un circuit de commande par modulation de largeur d'impulsions disponible dans un simple boîtier à huit broches. Son utilisation est facilitée par un certain nombre de particularités de conception. Le schéma fonctionnel est représenté à la figure IX-11. Le générateur de signaux travaille à une fréquence fixée par la capacité C_T d'un condensateur externe. La correspondance est donnée par l'abaque de la figure IX-12. Le comparateur a une structure particulière. Ses deux entrées sont accessibles et sont maintenues par le circuit à un

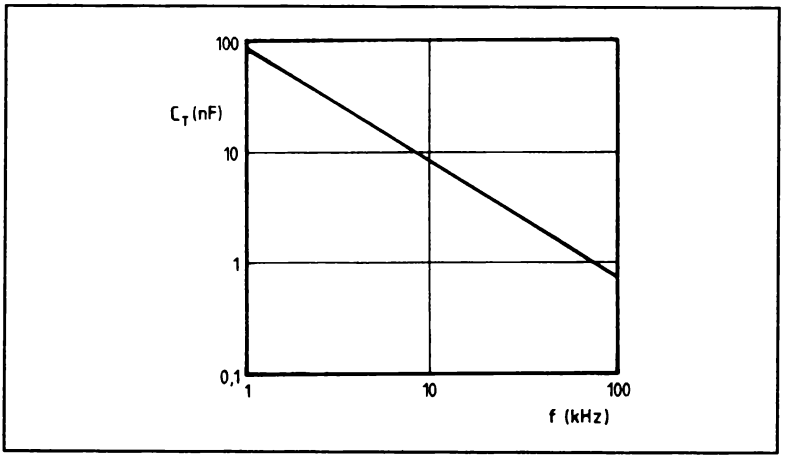


Fig. IX-12 : Abaque donnant la capacité C_T en fonction de la fréquence des commutations.

potentiel de référence de 1 V. La limitation de courant est également particulière. Une seule borne permet une mesure de courant par une résistance reliée soit à la masse, soit à l'alimentation. Le transistor interne peut commuter un courant de 750 mA et la tension d'alimentation peut atteindre 40 V. Un autre circuit intégré intéressant est le L296 de SGS-Thomson. Ce composant est un régulateur à modulation de largeur d'impulsions destiné à la réalisation de montages abaisseurs et qui peut délivrer 4 A sans transistor externe, avec une tension comprise entre 5,1 V et 40 V. Le schéma fonctionnel est indiqué à la figure IX-13. Le circuit comporte

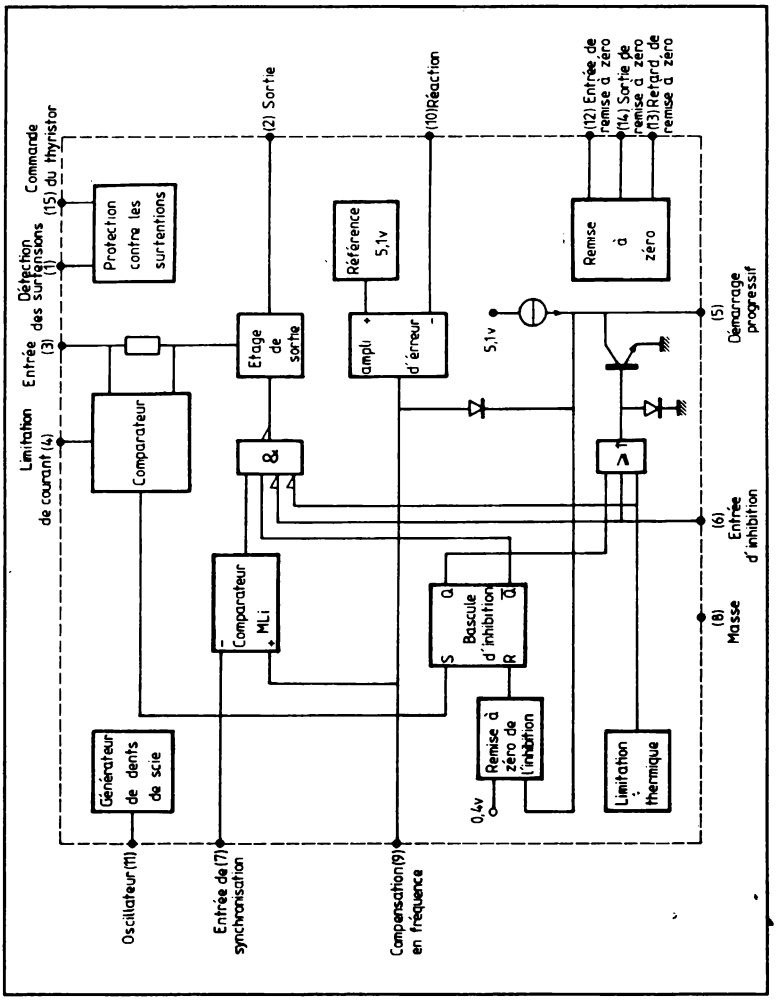


Fig. IX-13 : Schéma fonctionnel du circuit intégré L296.

une limitation de courant réglable, un démarrage progressif, une entrée d'inhibition, une protection thermique et une sortie de remise à zéro pour microprocesseur. Un circuit de protection contre les surtensions permet de commander un thyristor externe. Enfin une entrée autorise une synchronisation entre plusieurs régulateurs. La tension de référence est fixée à 5,1 V. La fréquence de fonctionnement peut atteindre 200 kHz et la tension d'entrée doit rester inférieure à 50 V. Les circuits intégrés récents fonctionnent en mode courant : le rapport cyclique est commandé par le courant

commuté et non plus par la tension de sortie. Ce principe permet d'améliorer les performances et de faciliter la conception du circuit. Parallèlement, les fréquences de commutation sont de plus en plus élevées, ce qui entraîne un moindre dimensionnement des composants inductifs. Par exemple, le circuit UC3842 d'Unitrode fonctionne en mode courant avec une fréquence maximale de 500 kHz. Le Si9100 de Siliconix permet d'atteindre 1 MHz. Il en est de même pour le UC3825 d'Unitrode et le CS320 de Cherry Semiconductor. Les commutateurs internes font de plus en plus souvent appel à des transistors MOS à la place des transistors bipolaires plus classiques. Des circuits spécifiques permettent d'obtenir des convertisseurs de petite puissance avec un minimum de composants externes. Par exemple, les circuits MAX631, 632 et 633 de Maxim sont des convertisseurs élévateurs qui délivrent 5 V, 12 V et 15 V avec simplement une bobine et deux condensateurs à ajouter. Certains composants sont plus particulièrement destinés aux convertisseurs alimentés par pile. Ils incorporent un détecteur d'épuisement. On peut citer le RC4193 de Raytheon ou le MAX630 de Maxim. Enfin, les courants commutés sont de plus en plus élevés : par exemple 5 A pour le circuit LT1070 de Linear Technology.

EXEMPLES DE REGULATEURS ABAISSEURS

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE SG3524

A partir d'une source de 15 V, on désire obtenir une tension de 5 V pour un courant maximal de 1 A. L'ondulation crête-à-crête ne doit pas dépasser 0,5 % de la valeur moyenne de la tension de sortie. Le schéma est celui de la figure IX-14. On y voit tous les éléments du schéma de principe d'un convertisseur abaisseur : l'interrupteur (formé ici par un montage Darlington intégré), la diode, la bobine et le condensateur. Le circuit intégré demande en plus quelques éléments externes : diviseurs de tension pour fixer le niveau de sortie, résistance de détection pour la limitation de courant, résistance et condensateur permettant de choisir la fréquence de commutation et enfin circuit RC de compensation. Le circuit fonctionne normalement en mode continu et les formules correspondates démontrées au chapitre précédent permettent le choix de L et C. Les caractéristiques du circuit intégré résumées plus haut conduisent au choix des autres composants. On peut commencer par fixer la fréquence de commutation. Ce choix résulte d'un compromis. Une fréquence élevée est souhaitable pour réduire le dimensionnement des éléments de filtrage, mais exige des performances plus grandes en ce qui concerne le transistor et la diode. Par ailleurs, il est recommandé de choisir une fréquence dépassant le domaine audible pour éviter les perturbations correspondantes. On prend par exemple ici une

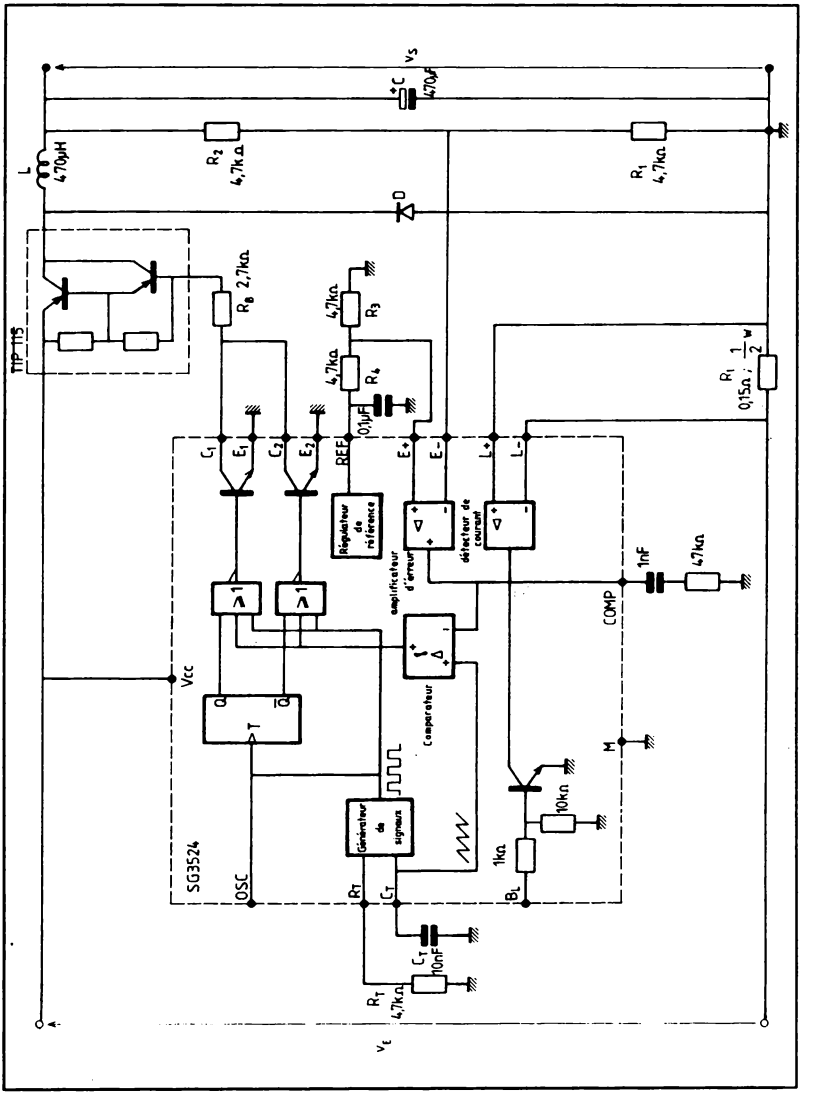


Fig. IX-14 : Régulateur abaisseur utilisant un SG3524.

fréquence de l'ordre de 25 kHz. Ainsi, avec $R_T = 4{,}7$ kΩ et $C_T = 10$ nF, on obtient :

$$f_c = \frac{1{,}15}{4{,}7.10^3 \times 10.10^{-9}} = 24{,}5 \text{ kHz}$$

Ensuite, on impose une ondulation maximale du courant dans la bobine et on en déduit une valeur minimale pour L :

$$L_{min} = \frac{v_S\,(v_E - v_S)}{v_E\, f_c\, \Delta i_{L\,max}}$$

On fixe habituellement une ondulation crête-à-crête du courant de l'ordre de 40 % de sa valeur moyenne (cela résulte d'un compromis pour les valeurs de L et C) :

$$\Delta i_{L\,max} = 0{,}4\ i_{S\,max}$$

On calcule ici :

$$L_{min} = \frac{5 \times (15-5)}{15 \times 24{,}5.10^3 \times 0{,}4 \times 1} = 340\ \mu H$$

On choisit par exemple $L = 470\ \mu H$ dans les valeurs courantes d'inductance. On peut alors calculer la valeur minimale à attribuer à C pour respecter le cahier des charges en ce qui concerne l'ondulation maximale de la tension de sortie :

$$C_{min} = \frac{(v_E - v_S)\, v_S}{8\, v_E\, L\, f_c^2\, \Delta v_{S\,max}}$$

Cela donne dans notre cas :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{0{,}5}{100} \times 5 = 25\ mV$$

$$C_{min} = \frac{(15-5) \times 5}{8 \times 15 \times 470.10^{-6} \times (24{,}5.10^3)^2 \times 25.10^{-3}} = 59{,}1\ \mu F$$

On doit choisir un condensateur ayant une capacité supérieure à ce minimum avec une certaine marge de sécurité. Un autre paramètre important est la résistance série de ce condensateur puisqu'elle augmente l'ondulation de la tension de sortie. On fait donc appel à des composants spécialisés appartenant à des séries à faible résistance. Pour notre exemple, on peut penser qu'un condensateur de 150 μF va convenir, la marge de sécurité étant bien assurée. Un tel élément choisi dans un modèle destiné aux applications de commutation présente une résistance série de 215 mΩ. L'ondulation supplémentaire due à cette imperfection est :

$$\Delta v_r = r \Delta i_L$$

Compte tenu du choix de l'inductance, on a pour le courant :

$$\Delta i_L = \Delta i_{L\,max} \frac{L_{min}}{L}$$

Soit :

$$\Delta i_L = 0{,}4 \frac{340}{470} = 0{,}29\ A$$

On calcule donc :

$$\Delta v_r = 215 \times 0{,}29 = 62 \text{ mV}$$

Le choix effectué ne convient pas puisque l'ondulation due à la résistance série seule dépasse déjà le maximum fixé de 25 mV. On fait donc appel à un condensateur de capacité plus élevée qui a aussi l'avantage de présenter une résistance plus faible. Par exemple, dans la même fabrication, un élément de 470 μF a une résistance série de 70 mΩ. L'ondulation obtenue avec un condensateur idéal de 470 μF vaudrait :

$$\Delta v_c = \Delta v_{S\,max} \frac{C_{min}}{C}$$

Soit :

$$\Delta v_c = 25 \frac{59{,}1}{470} = 3{,}1 \text{ mV}$$

Le supplément créé par la résistance série est :

$$\Delta v_r = 70 \times 0{,}29 = 20{,}3 \text{ mV}$$

L'ondulation aux bornes du condensateur réel est strictement inférieure à la somme des deux résultats précédents puisque les extremums des deux tensions ne se correspondent pas (voir chapitre précédent). On a donc :

$$\Delta v_S < 23{,}4 \text{ mV}$$

Le cahier des charges est alors bien satisfait. Comme c'est souvent le cas dans ce genre de circuits, on constate que c'est la résistance série du condensateur qui impose le choix d'une valeur de capacité nettement plus élevée que le minimum théorique.

On détermine ensuite la résistance R_l qui fixe la limitation de courant. Comme on l'a signalé plus haut, cette résistance doit être placée dans la connexion de masse du circuit, ce qui impose que la source de tension d'entrée ne peut pas avoir de point commun avec la sortie. Le circuit de limitation entre en action pour une tension de 0,2 V entre les bornes L_+ et L_-. Le courant maximal I_ℓ est alors imposé par la relation :

$$I_\ell = \frac{V_\ell}{R_\ell}$$

Pour assurer une marge correcte par rapport au courant maximal souhaité de 1 A tout en assurant la sécurité des composants, on choisit une limitation de 1,3 A. Il faut donc avoir :

$$R_\ell = \frac{0{,}2}{1{,}3} = 0{.}154 \ \Omega$$

On choisit la valeur normalisée la plus proche, soit 0,15 Ω. La puissance dissipée maximale vaut :

$$P_{max} = \frac{0{,}2^2}{0{,}15} = 0{,}267 \text{ W}$$

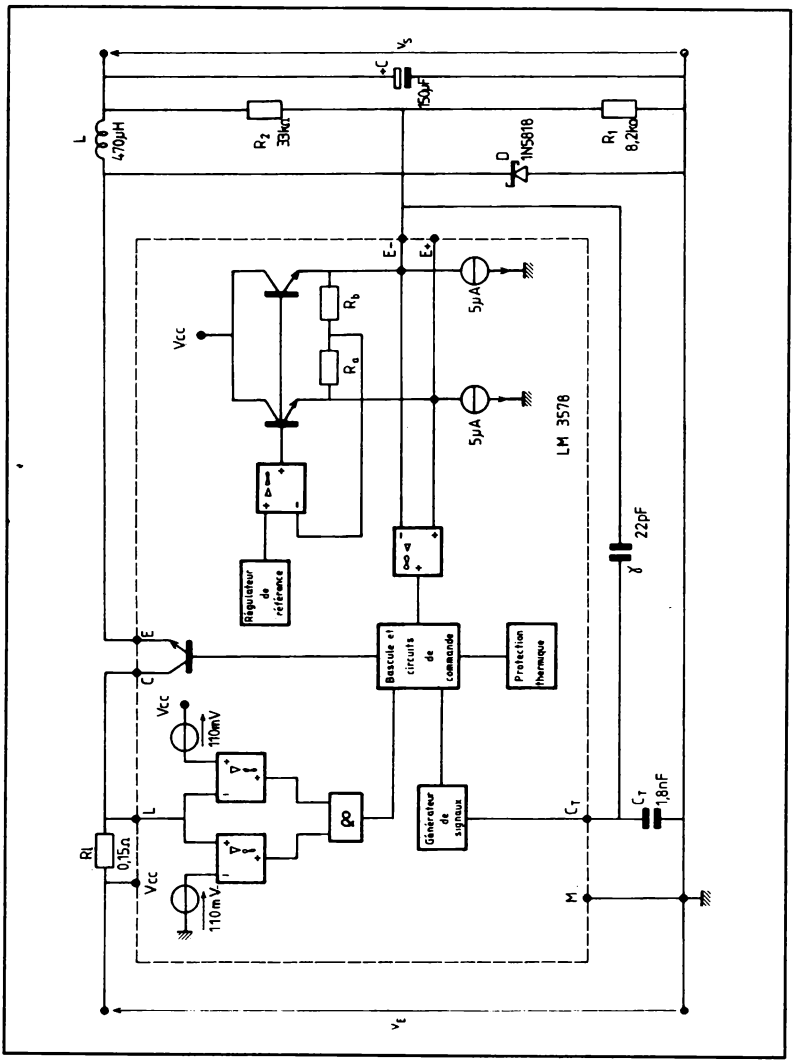


Fig. IX-15 : Régulateur abaisseur utilisant un LM3578.

On utilise donc une résistance appartenant à une série 0,5 W.
Pour fixer la tension de sortie, on fait appel à deux diviseurs résistifs. Le premier, formé par R_1 et R_2 prélève une fraction de la tension de sortie qui est appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S$$

Le second, formé de R_3 et R_4 permet de diviser la tension de référence pour appliquer sur l'entrée non inverseuse un niveau compatible avec la gamme des tensions autorisées pour ce circuit (1,8 V à 3,4 V) :

$$v_+ = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_r$$

La tension de référence valant 5 V, le plus simple est d'utiliser deux résistances identiques pour obtenir un niveau de 2,5 V sur l'amplificateur :

$$v_+ = \frac{V_r}{2}$$

On a choisi ici deux résistances de 4,7 kΩ, ce qui donne un courant de pont tout à fait raisonnable, de l'ordre de 0,5 mA. Le gain de l'amplificateur d'erreur étant très élevé, on a :

$$v_- = v_+$$

Donc :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = \frac{V_r}{2}$$

On en déduit la valeur du rapport des résistances :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2v_S}{V_r} - 1$$

Pour obtenir 5 V en sortie, il faut :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2 \times 5}{5} - 1 = 1$$

On choisit par exemple deux résistances de 4,7 kΩ, le courant de pont correspondant étant alors de l'ordre de 0,5 mA.
Le transistor et la diode doivent supporter les contraintes de tension et de courant et posséder une rapidité de commutation suffisante. On a choisi ici un Darlington intégré TIP115 et une diode.
Enfin, un réseau de compensation est nécessaire pour créer un zéro dans la fonction de transfert qui annule un pôle introduit par le filtre de sortie. On emploie ici une résistance de 47 kΩ en série avec un condensateur de 1 nF.

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE LM3578

Ce circuit intégré récent permet de réduire le nombre de composants par rapport au cas précédent. On veut obtenir ici 5 V à partir d'une source de 15 V. Le courant maximal dans la charge est 400 mA et l'ondulation résiduelle de la tension de sortie ne doit pas dépasser 1 %. Le schéma est celui de la figure IX-15. Le transistor interne

pouvant supporter 750 mA, on n'a pas besoin d'élément externe pour réaliser l'interrupteur. On retrouve les composants de base du régulateur abaisseur : diode, bobine et condensateur de sortie. Un seul diviseur résistif suffit pour fixer la tension car la source de référence est directement reliée à une entrée de l'amplificateur d'erreur. Ici, la tension de sortie est réinjectée sur l'entrée inverseuse tandis que l'entrée non inverseuse est laissée en l'air, le circuit intégré fixant alors automatiquement son potentiel à la référence de 1 V. La limitation de courant se fait grâce à une résistance branchée dans la connexion d'alimentation, ce qui permet d'avoir la même masse en entrée et en sortie. La fréquence de fonctionnement est fixée par un seul condensateur. Le circuit fonctionne normalement en mode continu et les formules de choix de L et C sont les mêmes que dans l'exemple précédent. Les caractéristiques du circuit intégré imposent les autres composants. La fréquence des commutations peut atteindre 100 kHz. On choisit ici une valeur de 50 kHz. La capacité du condensateur nécessaire est lue sur l'abaque de la figure IX-12 :

$$C_T = 1{,}8 \text{ nF}$$

Comme dans le cas précédent, on s'impose une ondulation de courant inférieure à 40 %, ce qui conduit à une valeur minimale d'inductance :

$$L_{min} = \frac{5 \times (15-5)}{15 \times 50.10^3 \times 0{,}4 \times 0{,}4} = 417 \ \mu H$$

On choisit L = 470 μH. L'ondulation maximale de la tension de sortie fixe la valeur minimale de la capacité du condensateur de filtrage :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{1}{100} \times 5 = 50 \text{ mV}$$

$$C_{min} = \frac{(15-5) \times 5}{8 \times 15 \times 470.10^{-6} \times (50.10^3)^2 \times 50.10^{-3}} = 7{,}09 \ \mu F$$

Cependant, c'est surtout la résistance série du condensateur qui est une contrainte et on est obligé de choisir une capacité nettement supérieure au minimum théorique, même dans une fabrication à faible résistance. On prend ici un condensateur de 150 μF. Sa résistance série est de 215 mΩ. Avec l'inductance choisie, l'ondulation du courant vaut :

$$\Delta i_L = 0{,}16 \frac{417}{470} = 0{,}142 \text{ A}$$

Cela donne une contribution de la résistance série à l'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta v_r = 215 \times 0{,}14 = 30{,}5 \text{ mV}$$

Un condensateur idéal de 150 μF limiterait l'ondulation à :

$$\Delta v_c = 50 \frac{7{,}09}{150} = 2{,}4 \text{ mV}$$

Le composant réel donne une variation inférieure à la somme des deux résultats précédents, soit :

$$\Delta v_S < 32{,}9 \text{ mV}$$

On fixe la limitation de courant au maximum autorisé par le transistor interne, 750 mA. La tension de seuil du circuit détecteur est de 110 mV. On calcule alors la résistance nécessaire :

$$R_\ell = \frac{V_\ell}{I_\ell}$$

Soit :

$$R_\ell = \frac{110}{750} = 0{,}147 \ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 0,15 Ω. La tension de sortie est fixée par un seul diviseur résistif qui applique une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \ v_S$$

L'entrée non inverseuse est laissée en l'air. Dans ces conditions, le circuit intégré maintient le potentiel de ce point de 1 V (référence). Le gain de l'amplificateur étant très élevé, on a :

$$v_- = v_+$$

Soit :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \ v_S = V_r$$

On en déduit le rapport des résistances :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{v_S}{V_r} - 1$$

Pour avoir une tension de sortie de 5 V, on fixe $R_1 = 8{,}2$ kΩ et on calcule :

$$R_2 = (\frac{5}{1} - 1) \times 8{,}2 = 32{,}8 \text{ kΩ}$$

On choisit une valeur normalisée de 33 kΩ. Le courant de pont est de l'ordre de 0,12 mA, ce qui est nettement supérieur au courant d'entrée de l'amplificateur d'erreur (valeur typique 0,5 μA). Du fait de la fréquence de commutation qui est assez élevée, on utilise une diode Schottky du type 1N5818. Son dimensionnement est largement suffisant puisqu'elle supporte 1 A et 30 V. Enfin, un condensateur additionnel γ est nécessaire au fonctionnement correct du circuit intégré. Sa capacité doit être comprise entre 10 et 30 pF. On a choisi ici une valeur normalisée de 22 pF.
Il est évidemment possible d'augmenter les possibilités du régulateur en ajoutant un transistor externe comme le montre la figure IX-16.

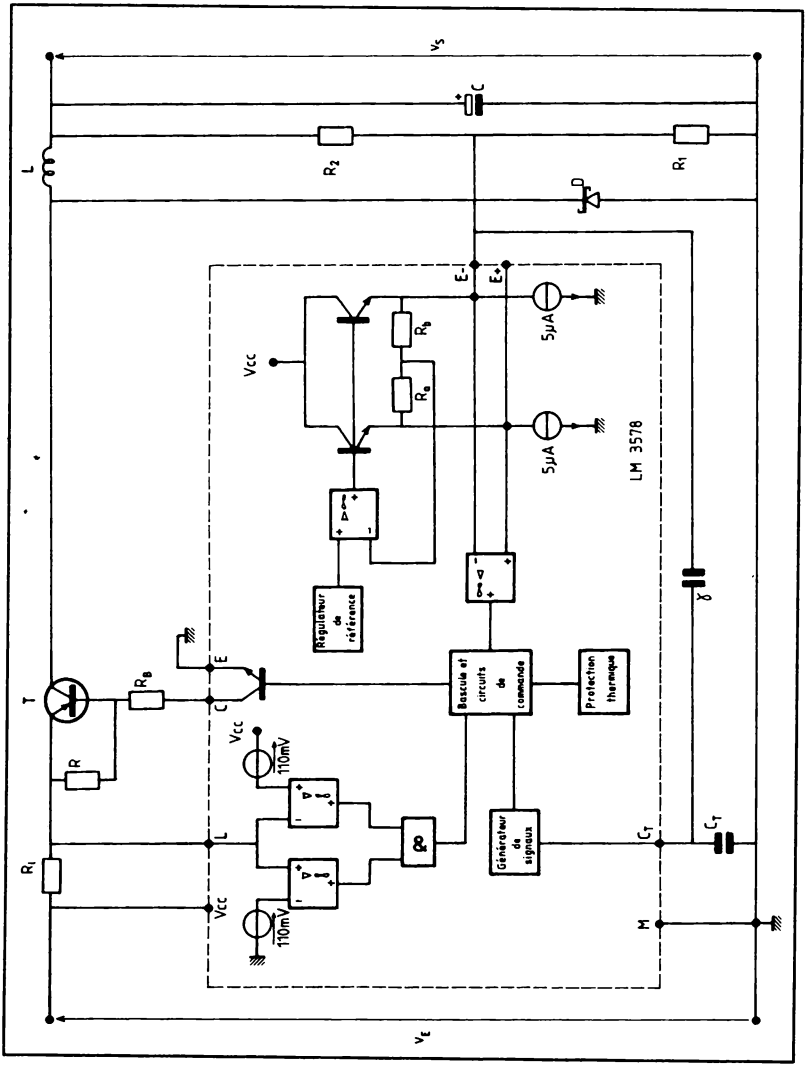


Fig. IX-16 : Utilisation d'un transistor externe.

L'étude est similaire à celle qui vient d'être menée, avec en plus le dimensionnement du transistor en fonction du courant maximal demandé par la charge.

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE TL497

Ce circuit intégré permet des réalisations particulièrement simples.

La conception du montage est sensiblement différente par rapport aux exemples précédents car le principe de régulation n'est pas le même, le TL497 fonctionnant à durée de conduction constante. Le schéma utilisé est présenté à la figure IX-17. Le transistor interrupteur et la diode sont intégrés. Il faut ajouter à l'extérieur le

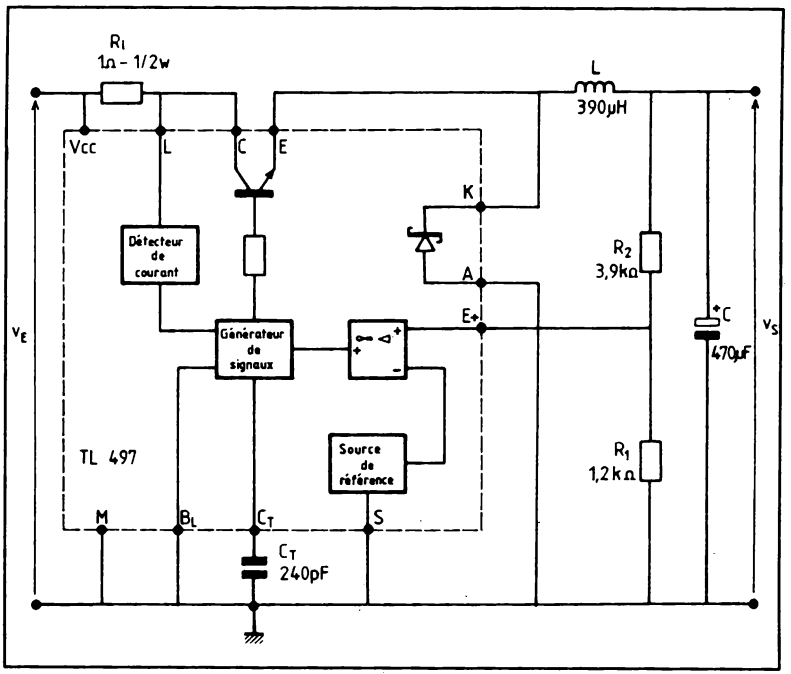


Fig. IX-17 : Régulateur abaisseur utilisant un TL497.

filtre LC, le diviseur résistif de sortie, la résistance de détection du courant et un condensateur fixant la durée de conduction. Le circuit fonctionne en mode discontinu. Le courant de sortie maximal est obtenu lorsque le transistor se sature dès que la diode se bloque (il y a un temps mort entre ces deux phases pour une intensité plus faible). L'allure du courant dans la bobine est alors donnée par la figure IX-18. On obtient :

$$i_{S\,max} = \frac{I_M}{2}$$

Cette formule permet le choix du courant maximal I_M. Par exemple, on se propose de concevoir un régulateur délivrant une tension de 5 V présentant une ondulation de moins de 2 %, la charge pouvant appeler un courant de 200 mA au maximum. La tension d'entrée

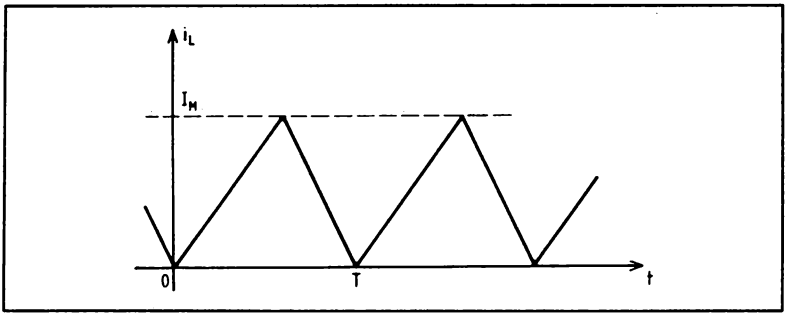


Fig. IX-18 : Allure du courant dans la bobine quand l'intensité de sortie est maximale.

disponible est de 15 V. La formule précédente permet de calculer la valeur de I_M :

$$I_M = 2\, i_{S\,max}$$

$$I_M = 2 \times 200 = 400 \text{ mA}$$

Pour être assuré d'atteindre l'intensité maximale annoncée, on prend une marge de sécurité et on choisit $I_M = 500$ mA. Pour la détermination de L et C, les formules démontrées au chapitre précédent dans le cas du mode discontinu sont applicables. On peut fixer la durée t_1 (entre 10 et 150 μs) et calculer la valeur nécessaire pour L :

$$L = \frac{v_E - v_S}{I_M}\, t_1$$

Lorsqu'on utilise des bobines de fabrication standard, on préfère la démarche inverse : on choisit L (entre 50 et 500 μH) et on calcule la valeur de t_1 :

$$t_1 = \frac{I_M}{v_E - v_S}\, L$$

En prenant $L = 390$ μH, on obtient :

$$t_1 = \frac{0{,}5}{15 - 5}\, 390 = 19{,}5 \ \mu s$$

On calcule alors la valeur à attribuer à la capacité du condensateur qui impose t_1 :

$$C_T = K t_1$$

Soit :

$$C_T = 12 \times 19{,}5 = 234 \text{ pF}$$

Une valeur de 240 pF dans la série E24 permet une précision satisfaisante. Pour le condensateur de filtrage placé en sortie, il faut une capacité minimale :

$$C_{min} = \frac{(I_M - i_S)^2 \, t_l}{2 \, I_M \, \Delta v_{S\,max}} \quad \frac{v_E}{v_S}$$

Le cas le plus défavorable se produisant lorsque le courant de sortie est très faible, on obtient :

$$C_{min} = \frac{0{,}5^2 \times 19{,}5.10^{-6}}{2 \times 0{,}5 \times 0{,}1} \frac{15}{5} = 146 \ \mu F$$

En réalité, on est obligé de choisir une capacité nettement supérieure à ce minimum du fait de la résistance série du condensateur qui apporte une ondulation supplémentaire :

$$\Delta v_r = r I_M$$

Par exemple, un condensateur de 470 μF présentant une résistance série de 70 mΩ convient. L'ondulation obtenue avec un condensateur idéal serait :

$$\Delta v_c = 100 \frac{146}{470} = 31 \text{ mV}$$

La résistance augmente cette valeur de :

$$\Delta v_r = 70 \times 0{,}5 = 35 \text{ mV}$$

La variation de la tension de sortie est inférieure à la somme des deux résultats précédents :

$$\Delta v_S < 66 \text{ mV}$$

Le cahier des charges est satisfait : on ne devait pas dépasser 2 % de 5 V, c'est-à-dire 100 mV. Il faut remarquer que l'ondulation réellement observée est nettement inférieure à la somme précédente car les extremums de v_c et v_r ne se produisent pas simultanément. Avec une capacité suffisamment élevée, l'ondulation résultante n'est due pratiquement qu'à la résistance série. Il est également possible de réduire la capacité nécessaire en utilisant un condensateur présentant une résistance série encore plus faible, mais ce n'est pas obligatoirement la solution la plus économique. Enfin, on constate que le fonctionnement en mode discontinu accroît l'influence de la résistance série du condensateur : c'est un inconvénient de ce type de régulateur. On détermine ensuite la résistance de détection du courant pour le circuit de limitation. La tension de seuil de ce circuit étant de 0,5 V, on calcule :

$$R_\ell = \frac{0{,}5}{0{,}5} = 1 \ \Omega$$

Une valeur normalisée de 1 Ω convient. La puissance dissipée vaut :

$$P_{max} = \frac{0{,}5^2}{1} = 0{,}25 \text{ W}$$

Par sécurité, on choisit une résistance de dissipation maximale 0,5 W. La tension de sortie est fixée par un diviseur résistif. La

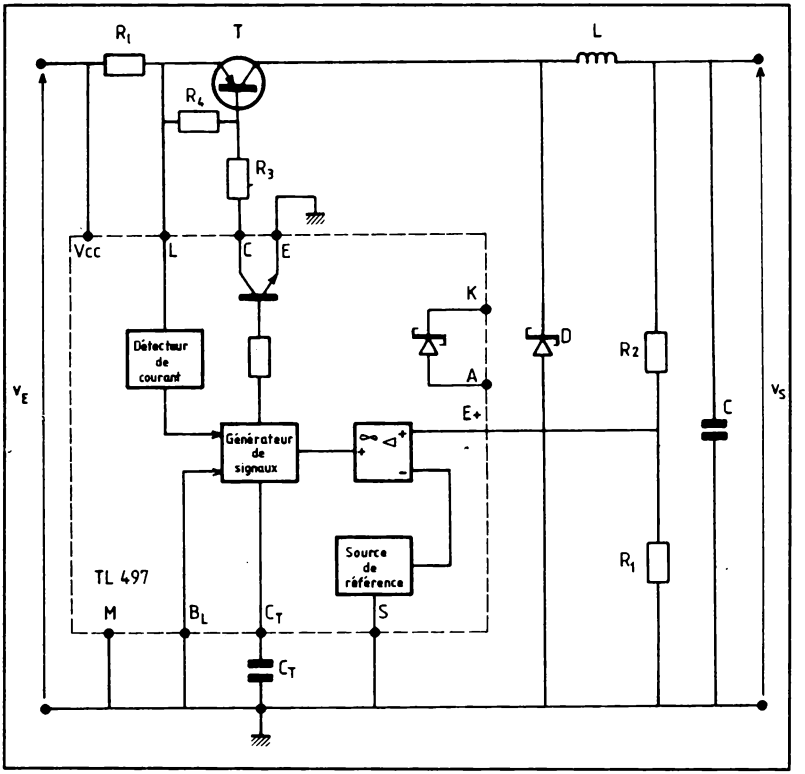


Fig. IX-19 : Utilisation d'un transistor externe.

tension sur l'entrée non inverseuse du comparateur est :

$$v_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \; v_S$$

L'entrée inverseuse est reliée à l'intérieur du circuit intégré à une référence V_r de 1,2 V :

$$v_- = V_r$$

Du fait du gain élevé de l'amplificateur, on a :

$$v_+ = v_-$$

Soit :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \; v_S = V_r$$

On impose une valeur de 1,2 kΩ à R_1 et on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1\right) R_1$$

Soit :

$$R_2 = (\frac{5}{1,2} - 1)\ 1,2 = 3,8\ k\Omega$$

Une valeur normalisée de 3,9 kΩ peut convenir. Le choix de 1,2 kΩ pour la résistance R_1 n'est pas indispensable, mais on utilise souvent cette valeur car elle simplifie le calcul de R_2 du fait que V_r vaut 1,2 V. Le courant de pont est de l'ordre de 1 mA, ce qui est correct puisque le courant de polarisation du comparateur vaut 100 μA au maximum. Lorsque le courant demandé est élevé ($I_M > 500$ mA), on fait appel à un transistor externe comme le montre la figure IX-19.

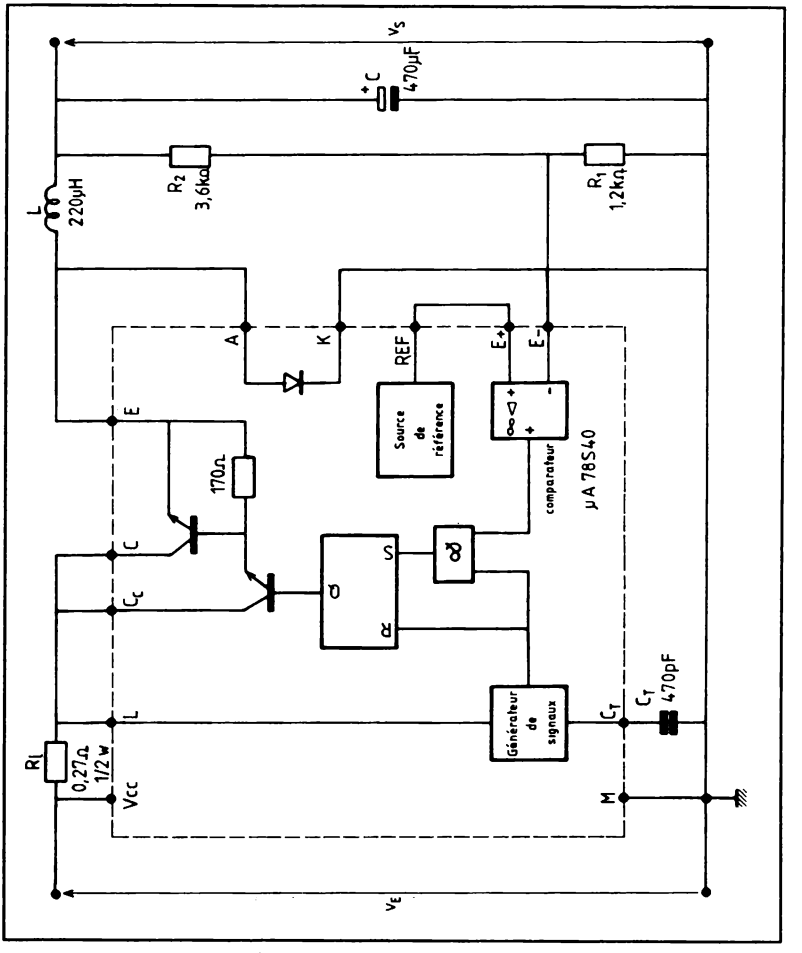


Fig. IX-20 : Régulateur abaisseur utilisant un μA78S40.

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE μA78S40

Ce circuit est également très simple d'emploi. Le principe étant différent de celui des autres régulateurs intégrés, la démarche de conception est à reprendre. Considérons de nouveau un exemple. On veut obtenir un régulateur délivrant une tension de 5 V à une charge pouvant consommer 500 mA, la tension continue disponible étant de 25 V. L'ondulation ne doit pas dépasser 2 %. Le schéma est donné à la figure IX-20. Le transistor interrupteur est intégré. Pour la diode, on peut également utiliser celle qui est intégrée dans le circuit, mais il est parfois intéressant de faire appel à une diode Schottky externe dans le but d'améliorer le rendement du convertisseur. Si l'on utilise un MC34063 (variante contenue dans un boîtier à huit broches), l'emploi de la diode externe est indispensable puisqu'il n'y a pas de diode intégrée. On retrouve comme précédemment le diviseur résistif placé en sortie pour fixer la tension, le filtre LC, la résistance de détection pour la limitation de courant et le condensateur qui impose la durée de conduction. Le circuit fonctionne à la limite des modes continu et discontinu : la tension aux bornes de la diode et le courant dans la bobine ont l'allure indiquée à la figure IX-21. On a tenu compte de la tension de saturation de l'interrupteur et de la tension de conduction de la diode. En effet celles-ci ne sont pas négligeables en particulier pour des courants élevés. Pour l'interrupteur, la chute de tension est surtout importante quand les transistors internes sont en montage Darlington (cas le plus fréquent). Le transistor de

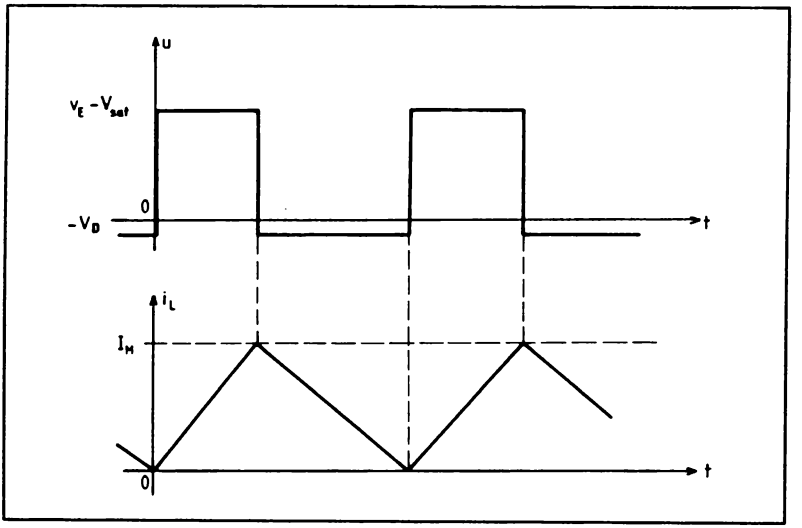


Fig. IX-21 : Chronogrammes du régulateur abaisseur utilisant un μA78S40.

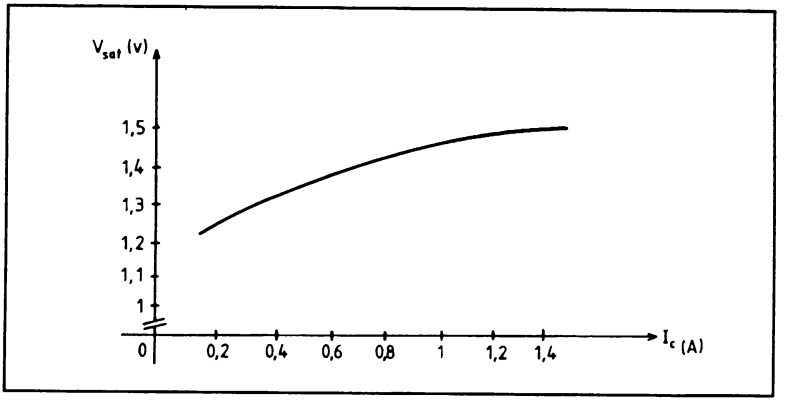


Fig. IX-22 : Chute de tension aux bornes de l'interrupteur (Darlington en collecteur commun).

puissance n'est alors jamais véritablement saturé. La courbe de la figure IX-22 permet de chiffrer la chute de tension obtenue pour différents courants de collecteur. En ce qui concerne la diode, le constructeur précise simplement la tension à ses bornes quand elle est parcourue par 1 A : 1,25 V en valeur typique et 1,5 V comme maximum. Le rapport de la durée de conduction à la durée de blocage est imposé par les tensions (les formules démontrées pour le convertisseur abaisseur en mode continu s'appliquent ici) :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{v_S + V_D}{v_E - V_{sat} - v_S}$$

Le choix de la fréquence détermine la période :

$$t_1 + t_2 = T = \frac{1}{f}$$

On en déduit les durées :

$$t_2 = \frac{T}{1 + \frac{t_1}{t_2}}$$

$$t_1 = T - t_2$$

Pour notre exemple, on calcule :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{5+1}{25-1{,}3-5} = 0{,}32$$

En choisissant une fréquence de 20 kHz, on obtient :

$$T = 50\ \mu s$$

$$t_2 = \frac{50}{1+0{,}32} = 38\ \mu s$$

$$t_1 = 50 - 38 = 12\ \mu s$$

On détermine alors la capacité du condensateur qui fixe t_1 :

$$C_T = K t_1$$

Soit :

$$C_T = 4.10^{-5} \times 12.10^{-6} = 4{,}8.10^{-10} \text{ F}$$

On prend une valeur normalisée de 470 pF. Cela conduit à des durées effectives :

$$t_1 = \frac{470.10^{-12}}{4.10^{-5}} = 11{,}7 \ \mu s$$

$$t_2 = \frac{11{,}7}{0{,}32} = 36{,}6 \ \mu s$$

Le maximum du courant dans la bobine est imposé par l'intensité qu'on veut pouvoir débiter :

$$I_M = 2 \ i_{S\,max}$$

Soit :

$$I_M = 2 \times 0{,}5 = 1 \text{ A}$$

On calcule ensuite la valeur à donner à l'inductance :

$$L = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{I_M} t_1$$

Soit :

$$L = \frac{25 - 1{,}3 - 5}{1} 11{,}7 = 219 \ \mu H$$

On prend une bobine standard de 220 μH.

Pour le condensateur de filtrage, on peut simplifier la formule démontrée pour le mode discontinu compte tenu du fait que le circuit fonctionne à la limite de continuité. Aussi longtemps que les commutations se produisent, le courant de sortie, qui est égal à l'intensité moyenne dans la bobine, vaut $\frac{I_M}{2}$. On en déduit :

$$C_{min} = \frac{(I_M - \frac{I_M}{2})^2 \ t_1}{2 \ I_M \ \Delta v_{S\,max}} \quad \frac{v_E}{v_S}$$

En tenant compte de l'expression du rapport des tensions, on arrive à :

$$C_{min} = \frac{I_M \ (t_1 + t_2)}{8 \Delta v_{S\,max}}$$

Ce résultat peut également être obtenu à partir de la formule démontrée pour le mode continu ou par un calcul direct dans le cas particulier correspondant à la figure IX-21. Pour notre exemple, on a numériquement :

$$C_{min} = \frac{1 \times 48{,}3.10^{-6}}{8 \times \frac{2}{100} \times 5} = 60{,}4 \ \mu F$$

Il faut évidemment encore considérer la résistance série du condensateur qui crée une ondulation supplémentaire :

$$\Delta v_r = r\ I_M$$

En employant un condensateur de 470 μF ayant une résistance de 70 mΩ, on a :

$$\Delta v_c = \frac{60,4}{470}\ 100 = 12,8\ \text{mV}$$

$$\Delta v_r = 70 \times 1 = 70\ \text{mV}$$

Le cahier des charges est bien vérifié puisque l'ondulation résultante est strictement inférieure à la somme des deux variations précédentes, soit :

$$\Delta v_S < 82,8\ \text{mV}$$

On s'était fixé un maximum de 100 mV (2 % de 5 V).
On calcule ensuite la résistance qui sert à la limitation de courant. La tension de seuil de ce circuit est de 0,33 V, donc :

$$R_\ell = \frac{0,33}{1} = 0,33\ \Omega$$

Pour être assuré de disposer du courant de sortie souhaité, il faut se placer juste au-dessous de cette limite. On prend donc une valeur normalisée de 0,27 Ω. Il faut évidemment limiter la valeur de I_M à moins de 1,5 A si l'on utilise le transistor interne. On choisit une résistance de dissipation maximale 0,5 W puisque :

$$P_{max} = \frac{0,33^2}{0,27} = 0,4\ \text{W}$$

Il reste à choisir le diviseur résistif qui fixe la tension de sortie. La tension de référence (1,25 V) est appliquée sur l'entrée + du comparateur :

$$v_+ = V_r$$

Le diviseur est connecté à l'entrée − :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\ v_S$$

On en déduit :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2}\ v_S = V_r$$

Si l'on choisit une valeur de 1,2 kΩ pour R_1 (ce qui fixe un courant de pont d'environ 1 mA), on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{5}{1,25} - 1\right)\ 1,2 = 3,6\ \text{k}\Omega$$

On prend alors une résistance de 3,6 kΩ dans la série E24 (tolérance 5 %).

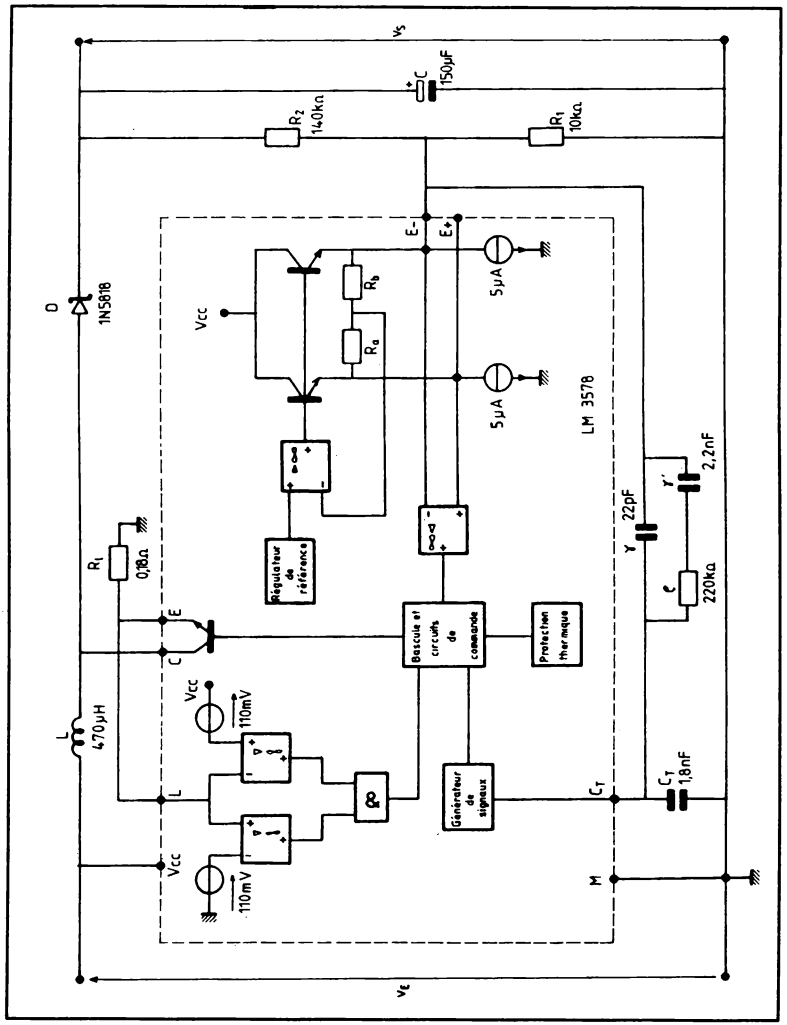


Fig. IX-23 : Régulateur élévateur utilisant un LM3578.

EXEMPLES DE REGULATEURS ELEVATEURS

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE LM3578

Au paragraphe précédent, nous avons vu les avantages de ce composant par rapport à ses prédécesseurs. De ce fait, on le choisit ici comme seul exemple d'application d'un circuit à modulation de

largeur d'impulsion pour le fonctionnement en élévateur. On veut obtenir 15 V à partir d'une source de 5 V, pour un courant de sortie de 150 mA et en tolérant une ondulation résiduelle de 1 %. Le schéma est celui de la figure IX-23. On choisit une fréquence de commutation de 50 kHz, ce qui conduit comme précédemment à :

$$C_T = 1{,}8 \text{ nF}$$

La valeur minimale de l'inductance est donnée par la formule démontrée au chapitre précédent :

$$L_{min} = \frac{(v_S - v_E)\, v_E}{f_c\, \Delta i_{L\,max}\, v_S}$$

Il faut noter que dans le montage élévateur, le courant dans la charge n'est pas égal à l'intensité moyenne dans la bobine comme dans le cas du régulateur abaisseur. Il faut donc relier ces deux grandeurs. On peut le faire simplement en négligeant les pertes internes du circuit. Les puissances sont alors les mêmes en entrée et en sortie :

$$v_E \langle i_L \rangle = v_S i_S$$

On en déduit :

$$\langle i_L \rangle = \frac{v_S}{v_E}\, i_S$$

Soit, numériquement :

$$\langle i_L \rangle = \frac{15}{5}\, 150 = 450 \text{ mA}$$

En admettant une ondulation de courant de 40 %, on obtient :

$$\Delta i_{L\,max} = 0{,}4 \times 450 = 180 \text{ mA}$$

La valeur minimale de l'inductance est alors :

$$L_{min} = \frac{(15-5)\times 5}{50.10^3 \times 180.10^{-3} \times 15} = 370\ \mu\text{H}$$

On choisit la valeur normalisée 470 μH. La capacité minimale du condensateur de filtrage est donnée par la formule :

$$C_{min} = \frac{(v_S - v_E)\, i_S}{f_c\, \Delta v_{S\,max}\, v_S}$$

Soit :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{1}{100}\, 15 = 0{,}15 \text{ V}$$

$$C_{min} = \frac{(15-5)\times 150.10^{-3}}{50.10^3 \times 0{,}15 \times 15} = 13{,}3\ \mu\text{F}$$

On choisit un condensateur de 150 μF présentant une résistance série de 215 mΩ. Un condensateur idéal limiterait l'ondulation à :

$$\Delta v_c = 150 \frac{13{,}3}{150} = 13{,}3 \text{ mV}$$

La variation crête-à-crête du courant vaut :

$$\Delta i_L = 180 \frac{370}{470} = 142 \text{ mA}$$

On en déduit l'intensité de pic :

$$I_M = <i_L> + \frac{\Delta i_L}{2}$$

Soit :

$$I_M = 450 + \frac{142}{2} = 521 \text{ mA}$$

L'ondulation supplémentaire due à la résistance du condensateur est :

$$\Delta v_r = 215 \times 0{,}521 = 112 \text{ mV}$$

L'ondulation résultante est inférieure à la somme des deux résultats.

$$\Delta v_S < 125 \text{ mV}$$

Le cahier des charges est vérifié (maximum 150 mV).

La résistance du circuit de limitation de courant est branchée entre la borne L et la masse alors que dans le montage abaisseur, elle était entre L et l'entrée. C'est une particularité du LM3578 d'autoriser les deux configurations. On fixe la limitation un peu au-dessus du courant nécessaire (521 mA), en respectant évidemment le maximum absolu autorisé pour le transistor interne. On choisit donc pour R_ℓ une valeur légèrement inférieure à :

$$R_\ell = \frac{V_\ell}{I_M}$$

Soit :

$$R_\ell = \frac{110}{521} = 0{,}21\Omega$$

On prend 0,18 Ω comme valeur normalisée. La tension de sortie est fixée par le diviseur résistif R_1, R_2. Comme pour le montage abaisseur, on a :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{v_S}{V_r} - 1$$

Soit :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{15}{1} - 1 = 14$$

Pour avoir une bonne précision sur la tension de sortie, on prend ici des valeurs dans la série E96 (1 %). Avec $R_1 = 10$ kΩ, on calcule $R_2 = 140$ kΩ, ce qui est disponible dans la progression choisie. La diode Schottky est encore une 1N5818. Les éléments supplémentaires ϱ, γ et γ' sont nécessaires au fonctionnement correct du circuit. Le fabricant propose des valeurs respectives de 220 kΩ, 22 pF et 2,2 nF.

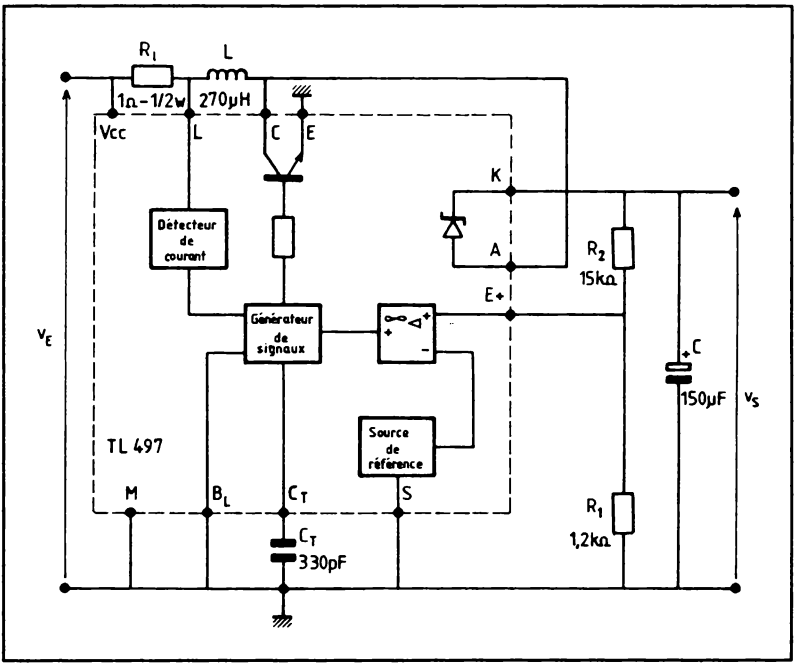


Fig. IX-24 : Régulateur élévateur utilisant un TL497.

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE TL497

On souhaite obtenir 15 V à partir d'une source continue de 5 V déjà disponible. Le courant maximal dans la charge est de 75 mA et l'ondulation de la tension de sortie ne doit pas dépasser 1 % crête-à-crête. Le schéma est donné à la figure IX-24. Le choix de l'intensité de pic I_M est imposé par le courant maximal demandé en sortie. Ce dernier est égal à l'intensité moyenne dans la diode lorsque le fonctionnement de circuit est à la limite du mode discontinu (figure IX-25). On a :

$$i_{S\,max} = \frac{I_M}{2} \frac{t'_2}{t_1 + t'_2} = \frac{I_M}{2} \frac{v_E}{v_S}$$

Soit :

$$I_M = 2\, i_{S\,max} \frac{v_S}{v_E}$$

Dans notre exemple, on calcule :

$$I_M = 2 \times 75 \times \frac{15}{5} = 450 \text{ mA}$$

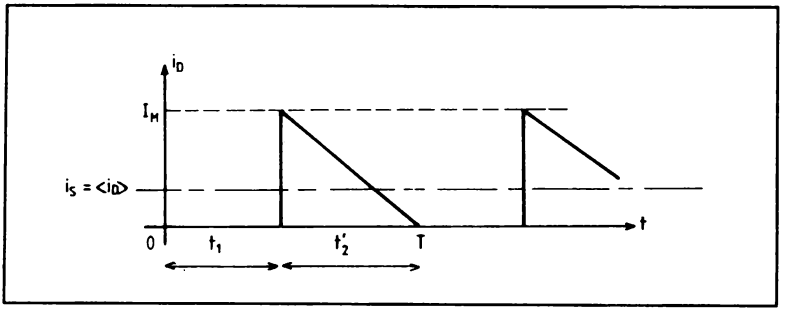


Fig. IX-25 : Allure du courant dans la diode quand l'intensité de sortie est maximale.

On choisit $I_M = 500$ mA pour être sûr de pouvoir disposer du courant nécessaire à la charge. Cette valeur correspond au maximum conseillé dans la conception d'un montage à base de TL497 (bien que la limite absolue soit de 750 mA). On utilise ensuite les formules montrées au chapitre précédent (mode discontinu) pour choisir L et C. On commence en général par choisir L (entre 50 et 500 μH) et on calcule la durée t_1 (entre 10 et 150 μs) à partir de la formule :

$$L = \frac{v_E}{I_M} t_1$$

Soit :

$$t_1 = \frac{I_M}{v_E} L$$

En prenant $L = 270$ μH, on a :

$$t_1 = \frac{0,5}{5} 270 = 27 \ \mu s$$

On peut ensuite calculer la valeur à attribuer à la capacité du condensateur qui fixe t_1 :

$$C_T = K t_1$$

Soit :

$$C_T = 12 \times 27 = 324 \text{ pF}$$

Une valeur normalisée de 330 pF convient. La capacité minimale du condensateur de sortie est donnée par la formule :

$$C_{min} = \frac{I_M \, t_1}{2 \Delta v_{S\,max}} \quad \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

Soit ici :

$$C_{min} = \frac{0,5 \times 27}{2 \times 0,15} \quad \frac{5}{15 - 5} = 22,5 \ \mu F$$

Il faut également prendre en compte la contribution de la résistance

série de ce condensateur :

$$\Delta v_r = r\ I_M$$

Par exemple, un condensateur de 150 μF présentant une résistance série de 215 mΩ convient. L'ondulation obtenue avec un condensateur idéal serait :

$$\Delta v_c = 150\frac{22,5}{150} = 22,5\ \text{mV}$$

La variation supplémentaire due à la résistance est :

$$\Delta v_r = 215 \times 0,5 = 108\ \text{mV}$$

Il en résulte :

$$\Delta v_S < 130\ \text{mV}$$

L'ondulation ne devait pas dépasser 150 mV, ce qui est bien satisfait. On remarque que, comme dans le régulateur abaisseur, l'ondulation est due essentiellement à la résistance série du condensateur, du fait du fonctionnement en mode discontinu.
La résistance de détection du courant pour le circuit de limitation vaut :

$$R_\ell = \frac{0,5}{0,5} = 1\Omega$$

On prend une valeur normalisée de 1 Ω. La puissance dissipée vaut :

$$P_{max} = \frac{0,5^2}{1} = 0,25\ \text{W}$$

On choisit cette résistance dans une série 0,5 W pour conserver une marge de sécurité suffisante. La tension de sortie est donnée par la même formule que pour le montage abaisseur, ce qui conduit à :

$$R_2 = (\frac{v_S}{V_r} - 1)\ R_1$$

En imposant $R_1 = 1,2$ kΩ, on calcule :

$$R_2 = (\frac{15}{1,2} - 1)\ 1,2 = 13,8\ \text{k}\Omega$$

Suivant la précision requise, on choisira une valeur normalisée de 15 kΩ dans la série E12 ou 13,7 kΩ dans la série E96.
Pour un courant plus élevé dans la charge ($I_M > 500$ mA), on utilise un transistor externe comme le montre la figure IX-26.

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE μA78S40

On se propose de réaliser une alimentation 24 V, 200 mA à partir d'une source de 12 V. L'ondulation doit être limitée à 1 % de la tension moyenne. Le schéma est celui de la figure IX-27. Le montage du transistor interne est en émetteur commun. La chute de tension

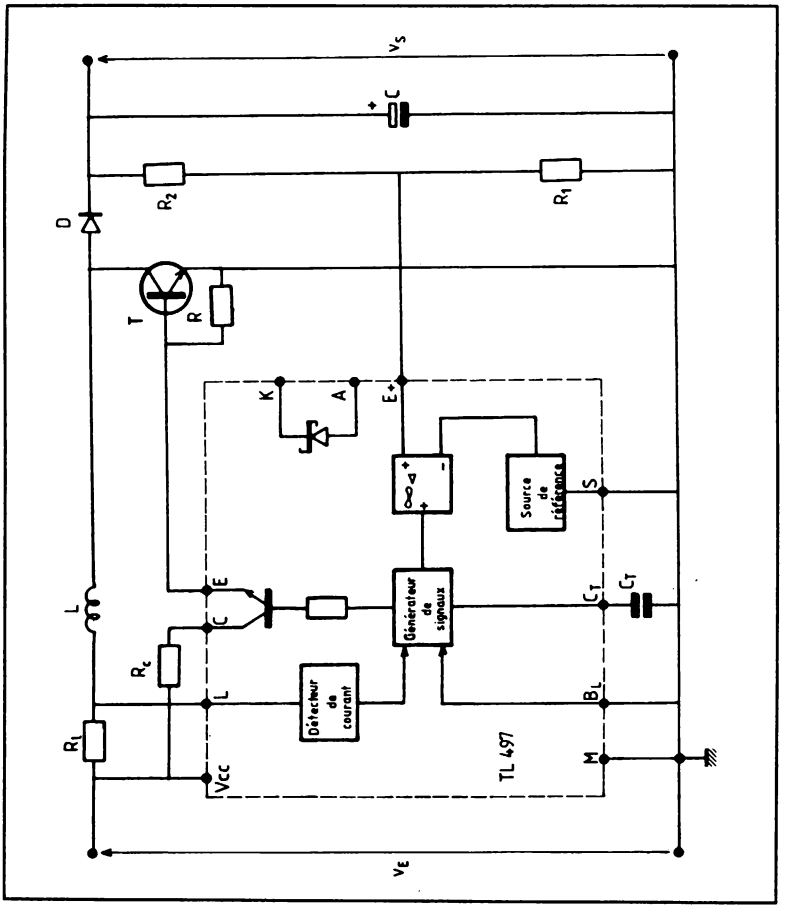


Fig. IX-26 : Utilisation d'un transistor externe.

aux bornes du transistor saturé est donc plus faible que dans la configuration Darlington en collecteur commun utilisée dans le régulateur abaisseur. La courbe de la figure IX-28 permet de chiffrer ce V_{sat} en fonction du courant employé. Le rapport des durées est imposé par les tensions d'entrée et de sortie :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{v_S + V_D - v_E}{v_E - V_{sat}}$$

Le choix de la fréquence apporte une seconde condition :

$$t_1 + t_2 = T = \frac{1}{f}$$

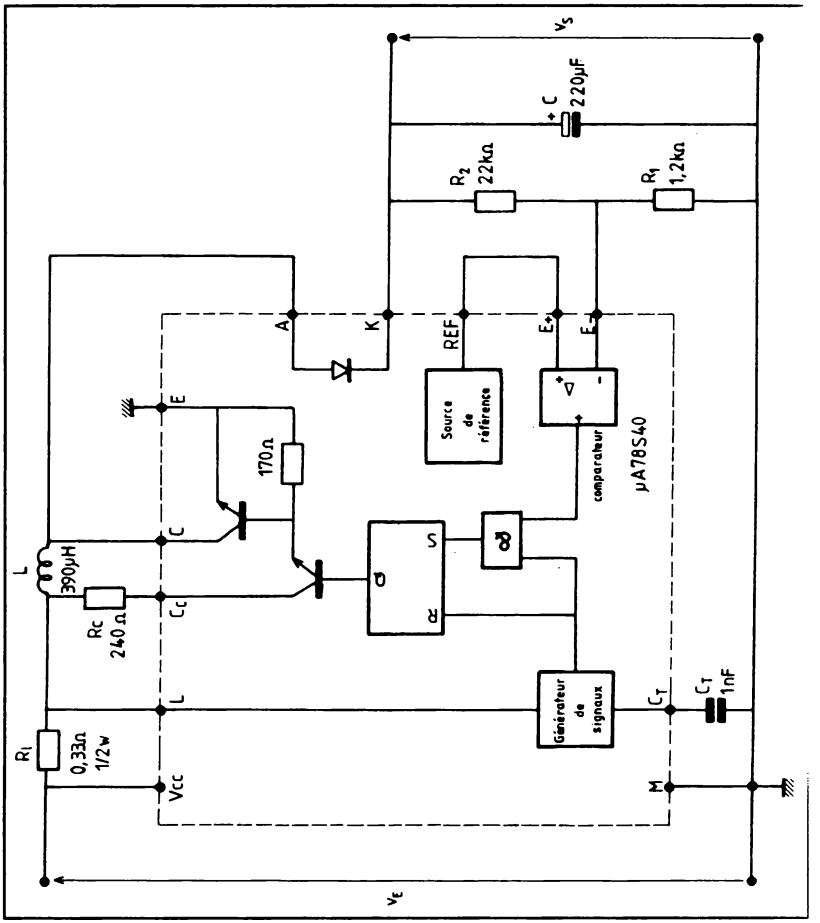


Fig. IX-27 : Régulateur élévateur utilisant un µA78S40.

On en déduit :

$$t_2 = \frac{T}{1 + \frac{t_1}{t_2}}$$

$$t_1 = T - t_2$$

Dans l'exemple proposé, on peut estimer la tension aux bornes de la diode à 0,8 V et la tension de saturation du transistor à 0,3 V. Il s'agit de valeurs moyennes puisque les courants qui traversent ces éléments sont variables. On calcule alors :

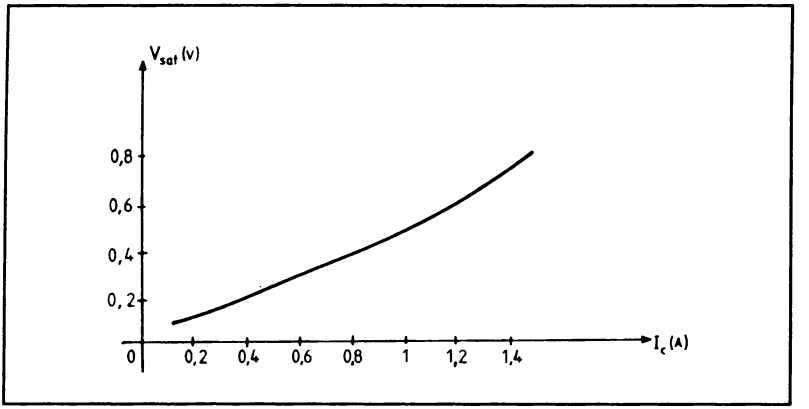


Fig. IX-28 : Chute de tension aux bornes de l'interrupteur (transistor en émetteur commun).

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{24 + 0{,}8 - 12}{12 - 0{,}3} = 1{,}09$$

On choisit une fréquence de commutation de 20 kHz, ce qui conduit à :

$$T = 50\ \mu s$$

$$t_2 = \frac{50}{1 + 1{,}09} = 23{,}9\ \mu s$$

$$t_1 = 50 - 23{,}9 = 26{,}1\ \mu s$$

On détermine la capacité du condensateur qui fixe t_1 :

$$C_T = 4.10^{-5} \times 26{,}1.10^{-6} = 1{,}04\ nF$$

On peut prendre une valeur normalisée de 1 nF, ce qui donne des durées réelles :

$$t_1 = \frac{10^{-9}}{4.10^{-5}} = 25\ \mu s$$

$$t_2 = \frac{25}{1{,}09} = 23\ \mu s$$

Le pic de courant est donné par l'expression :

$$I_M = 2\ i_{S\,max}\ (\frac{t_1}{t_2} + 1)$$

Soit :

$$I_M = 2 \times 0{,}2\ (1{,}09 + 1) = 0{,}836\ A$$

La valeur minimale à attribuer à l'inductance est exprimée par la formule :

$$L_{min} = \frac{v_E - V_{sat}}{I_M} t_1$$

Soit :

$$L_{min} = \frac{12 - 0{,}3}{0{,}836} 25 = 350\ \mu H$$

On choisit une valeur normalisée de 390 μH.
Le condensateur de filtrage peut être obtenu en considérant la formule valable en mode continu (on est ici à la limite) :

$$C_{min} = \frac{i_S t_1}{\Delta v_{S\,max}}$$

Soit :

$$C_{min} = \frac{0{,}2 \times 25}{0{,}24} = 20{,}8\ \mu F$$

Il faut également prendre en compte l'effet de la résistance série du condensateur :

$$\Delta v_r = r I_M$$

D'autre part, la tension de décalage du comparateur du circuit intégré a ici une influence non négligeable. En effet, cette tension V_d d'environ 1,5 mV est la différence des potentiels des deux entrées nécessaire à un basculement complet. Il en résulte une ondulation minimale détectable en sortie égale à :

$$\Delta v_d = \frac{v_S}{V_r} V_d$$

Ce défaut apparaît surtout pour les montages élévateurs quand la tension de sortie est élevée. Pour notre exemple, un condensateur de 220 μF ayant une résistance série de 150 mΩ convient. On calcule en effet :

$$\Delta v_c = \frac{20{,}8}{220} 240 = 22{,}7\ mV$$

$$\Delta v_r = 150 \times 0{,}836 = 125\ mV$$

$$\Delta v_d = \frac{24}{1{,}25} 1{,}5 = 28{,}8\ mV$$

L'ondulation réelle est strictement inférieure à la somme des trois résultats précédents, soit :

$$\Delta v_S < 177\ mV$$

On est bien au-dessous du maximum fixé de 240 mV (1 % de 24 V).
On peut ensuite calculer la résistance associée au circuit de limitation de courant :

$$R_\ell = \frac{0{,}33}{0{,}836} = 0{,}39\ \Omega$$

On prend une valeur normalisée un peu inférieure : 0,33 Ω. Cette résistance est choisie dans une série 0,5 W puisque :

$$P_{max} = \frac{0{,}33^2}{0{,}33} = 0{,}33 \text{ W}$$

La tension de sortie est donnée par la même formule que pour le régulateur abaisseur ce qui conduit à :

$$R_2 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1\right) R_1$$

On se fixe un courant de pont de l'ordre de 1 mA, donc une valeur de 1,2 kΩ pour R_1. On en déduit :

$$R_2 = \frac{24}{1{,}25} - 1) \times 1{,}2 = 21{,}8 \text{ k}\Omega$$

Une valeur normalisée de 22 kΩ convient.
Pour terminer, il faut choisir la résistance de collecteur du transistor de commande. Le transistor de sortie a un β de l'ordre de 70. Pour assurer une saturation correcte, on choisit un courant de base 20 fois inférieur à l'intensité maximale de collecteur. Ce rapport est parfois appelé "gain forcé" et noté β_f :

$$i_B = \frac{I_M}{\beta_f}$$

Soit :

$$i_B = \frac{0{,}836}{20} = 41{,}8 \text{ mA}$$

D'autre part, le courant dans la résistance interne de 170 Ω (figure IX-29) est :

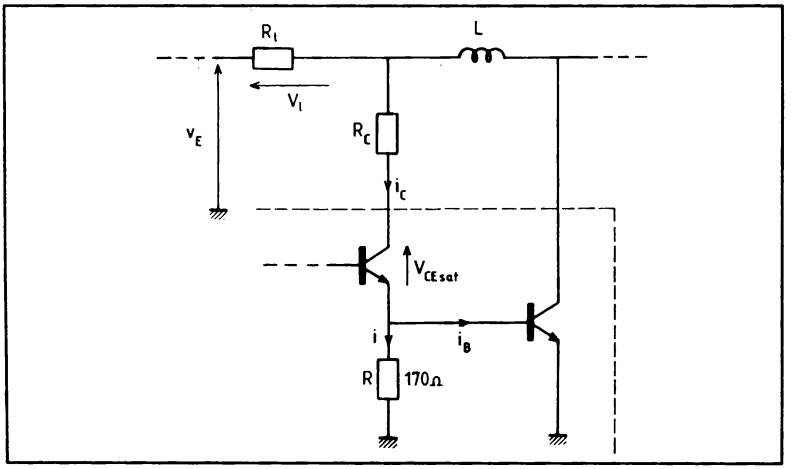


Fig. IX-29 : Schéma partiel pour le calcul de R_C.

$$i = \frac{0,7}{170} = 4,12 \text{ mA}$$

On en déduit le courant de collecteur du transistor de commande :

$$i_c = 41,8 + 4,12 = 45,9 \text{ mA}$$

La tension de saturation de ce transistor peut être estimée à 0,3 V et la tension aux bornes de la résistance R_ℓ atteint :

$$V_\ell = 0,33 \times 0,836 = 0,27 \text{ V}$$

On calcule ainsi la résistance de collecteur :

$$R_c = \frac{v_E - V_{CE\,sat} - V_l}{I_c}$$

Soit :

$$R_c = \frac{12 - 0,3 - 0,27}{45,9.10^{-3}} = 249\ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 240 Ω dans la série E24.

EXEMPLES DE REGULATEURS INVERSEURS

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE LM3578

On souhaite convertir une tension de 5 V en − 15 V. Le courant maximal est de 300 mA et on tolère une ondulation résiduelle de 1 %. Le schéma est celui de la figure IX-30. La configuration du régulateur inverseur exige l'emploi d'un transistor externe du type PNP. On choisit une fréquence de commutation de 50 kHz, ce qui impose :

$$C_T = 1,8 \text{ nF}$$

Les formules démontrées au chapitre précédent dans le cas du fonctionnement en mode continu sont applicables. La valeur minimale de l'inductance est :

$$L_{min} = \frac{v_E \, v_S}{f_c \, \Delta i_{L\,max} (v_E + |v_S|)}$$

Pour calculer le courant dans la bobine, on écrit que la puissance consommée en entrée est égale à la puissance fournie à la charge (en négligeant les pertes internes du convertisseur) :

$$v_E \langle i_T \rangle = v_S \, i_S$$

Compte tenu de la loi des nœuds, on a :

$$\langle i_T \rangle = \langle i_L \rangle - \langle i_D \rangle$$

Comme l'intensité moyenne dans le condensateur de sortie est nulle, on a également :

$$\langle i_D \rangle = i_S$$

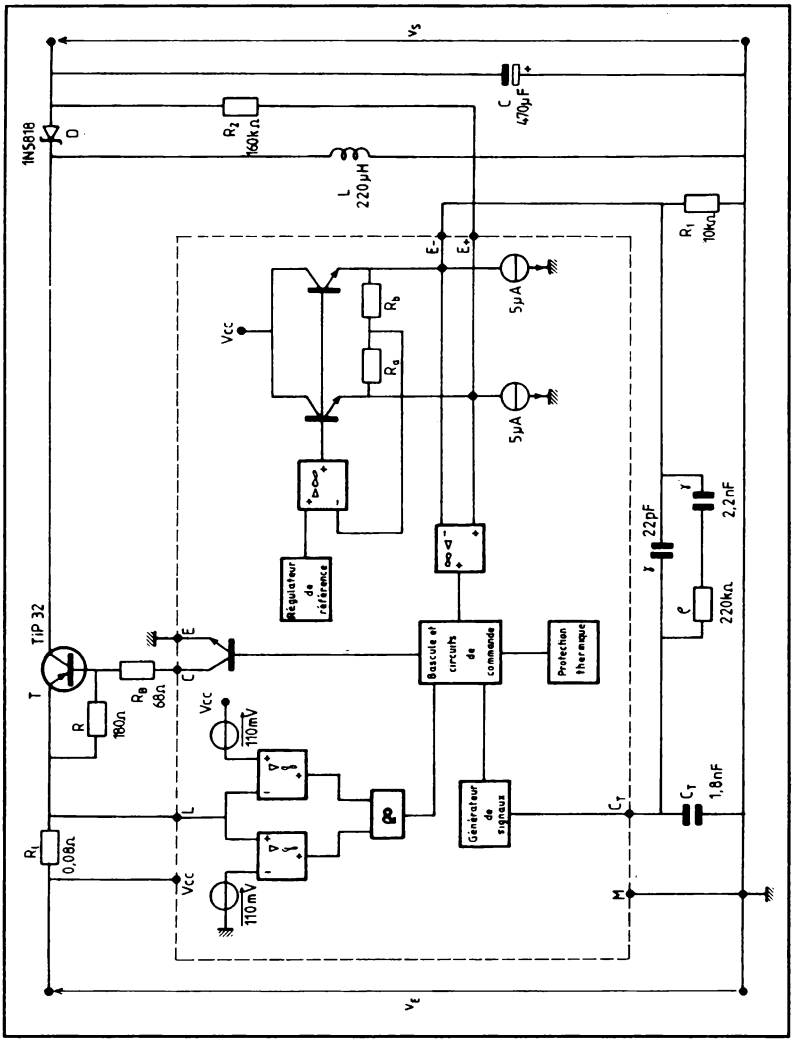


Fig. IX-30 : Régulateur inverseur utilisant un LM3578.

Cela conduit à :

$$v_E\ (\langle i_L \rangle - i_S) = |v_S|\ i_S$$

Et donc :

$$\langle i_L \rangle = \frac{v_E + |v_S|}{v_E}\ i_S$$

On calcule numériquement :

$$\langle i_L \rangle = \frac{5+15}{5}\, 0{,}3 = 1{,}2 \text{ A}$$

Avec une ondulation crête-à-crête de 40 % pour le courant, on arrive à :

$$\Delta i_{max} = 0{,}4 \times 1{,}2 = 0{,}48 \text{ A}$$

On peut ainsi calculer la valeur minimale de l'inductance :

$$L_{min} = \frac{5 \times 15}{50.10^3 \times 0{,}48 \times (5+15)} = 156\ \mu\text{H}$$

On choisit une bobine standard de 220 μH. La capacité minimale du condensateur de filtrage est donnée par la formule :

$$C_{min} = \frac{|v_S|\ i_S}{f_c\ \Delta v_{S\,max}\ (v_E + |v_S|)}$$

Soit :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{1}{100}\ 15 = 0{,}15 \text{ V}$$

$$C_{min} = \frac{15 \times 0{,}3}{50.10^3 \times 0{,}15 \times (5+15)} = 30\ \mu\text{F}$$

Il faut cependant prendre une capacité très supérieure à ce minimum à cause de l'influence de la résistance série du condensateur. En effet, comme dans le montage élévateur, l'intensité de pic I_M est beaucoup plus grande que le courant de sortie à cause des discontinuités de i_D. Un condensateur de 470 μF présentant une résistance série de 70 mΩ convient. L'ondulation serait limitée par un condensateur idéal à :

$$\Delta v_c = 150\ \frac{30}{470} = 9{,}57 \text{ mV}$$

Le courant de pic vaut :

$$I_M = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta i_L}{2}$$

Soit, compte tenu du choix de l'inductance :

$$\Delta i_L = 0{,}48\ \frac{156}{220} = 0{,}34 \text{ A}$$

$$I_M = 1{,}2 + \frac{0{,}34}{2} = 1{,}37 \text{ A}$$

La contribution de la résistance série est :

$$\Delta v_r = 70 \times 1{,}37 = 95{,}9 \text{ mV}$$

L'ondulation résultante est inférieure à la somme des deux résultats, ce qui est conforme au cahier des charges (maximum 150 mV) :

$$\Delta v_S < 105 \text{ mV}$$

La résistance du circuit de limitation de courant est choisie pour fixer

l'intensité maximale un peu au-dessus de ce qui est nécessaire (1,37 A), en respectant bien sûr les spécifications du transistor externe (TIP32). On prend donc une valeur légèrement inférieure à :

$$R_t = \frac{0,11}{1,37} = 0,08\ \Omega$$

Ce résultat étant très faible, on ne dispose pas de résistance normalisée. On peut utiliser une portion de fil résistif (constantan) de section et de longueur adéquates. Compte tenu de l'ordre de grandeur, il faut faire attention à ne pas ajouter de résistance supplémentaire dans les liaisons et les contacts. Les bornes de mesure de la tension doivent être connectées au plus près de la résistance ajoutée.

La structure particulière du comparateur du LM3578 permet de simplifier le circuit en évitant un amplificateur opérationnel externe pour inverser la polarité de la fraction de tension de sortie à réinjecter à l'entrée. En effet, la tension de référence V_r est présente sur les deux entrées du comparateur et les courants sont égaux. Cela conduit à :

$$\frac{v_s - V_r}{R_2} = \frac{-V_r}{R_1}$$

On en déduit :

$$v_s = (1 - \frac{R_2}{R_1})\ V_r$$

On choisit habituellement R_1 de l'ordre de 10 kΩ et on calcule :

$$R_2 = (\frac{|V_s|}{V_r} + 1)\ R_1$$

Dans notre cas, on prend $R_1 = 10$ kΩ, ce qui donne :

$$R_2 = (\frac{15}{1} + 1) \times 10 = 160\ \text{k}\Omega$$

On utilise par exemple une valeur normalisée de 160 kΩ dans la série E24.

Il faut ensuite choisir les résistances du circuit de commande du transistor. Un schéma partiel est représenté à la figure IX-31. Le courant dans la résistance R branchée entre émetteur et base est :

$$i = \frac{v_{EB}}{R}$$

On choisit de dériver dans cet élément une intensité dix fois plus faible que dans la base du transistor. En s'imposant un gain forcé β_f pour garantir la saturation, on a un courant maximal de base :

$$i_B = \frac{I_M}{\beta_f}$$

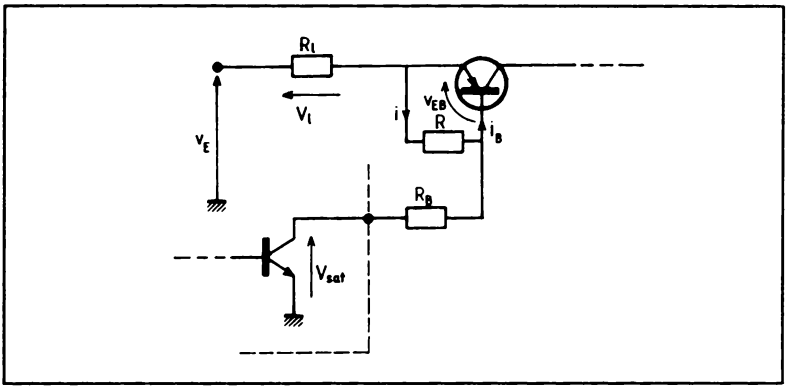


Fig. IX-31 : Schéma partiel pour le calcul de R et R_B.

Et donc :

$$i = \frac{1}{10}\,\frac{I_M}{\beta_f}$$

On peut ainsi calculer la valeur de R :

$$R = \frac{10\,\beta_f\,v_{EB}}{I_M}$$

Soit, avec un gain forcé de 30 :

$$R = \frac{10 \times 30 \times 0{,}8}{1{,}37} = 175\ \Omega$$

Une valeur normalisée de 180 Ω convient. La résistance de base nécessaire s'exprime par :

$$R_B = \frac{v_E - V_l - v_{EB} - V_{sat}}{\frac{I_M}{\beta_f} + i}$$

Avec la valeur choisie pour R, le courant i vaut :

$$i = \frac{0{,}8}{180} = 4{,}44\ \text{mA}$$

On calcule alors :

$$R_B = \frac{5 - 0{,}11 - 0{,}8 - 0{,}3}{\frac{1{,}37}{30} + 4{,}44.10^{-3}} = 75{,}6\ \Omega$$

Il faut prendre une valeur normalisée inférieure à ce résultat : 68 Ω convient. La diode Schottky utilisée est une 1N5818. Enfin, les éléments supplémentaires ϱ, γ et γ' sont les mêmes que pour le régulateur élévateur, soit, respectivement, 220 kΩ, 22 pF et 2,2 nF.

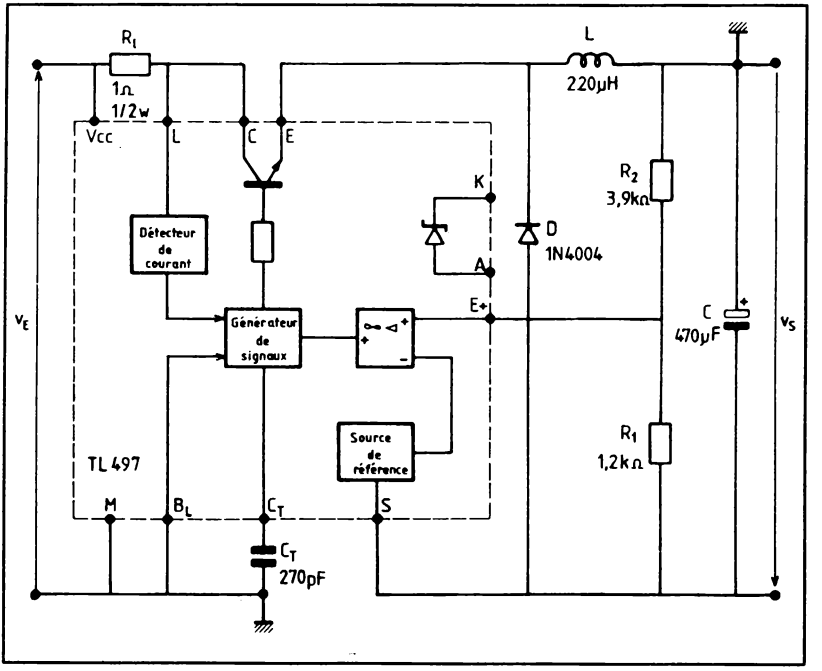


Fig. IX-32 : Régulateur inverseur utilisant un TL497.

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE TL497

On peut facilement réaliser un régulateur inverseur avec le TL497 en portant son substrat au potentiel (négatif) de la sortie. Le schéma est donné à la figure IX-32. Il faut noter que la diode interne n'est pas utilisable dans ce cas. Comme exemple, on souhaite obtenir -5 V à partir d'une tension disponible de 5 V. Le courant maximal de sortie est 100 mA et l'ondulation de la tension ne doit pas dépasser 1 %. L'intensité maximale en sortie correspond à la limite du mode discontinu. Le courant dans la diode a alors l'allure donnée à la figure IX-33. Sa valeur moyenne est :

$$i_{S\,max} = \frac{I_M}{2} \frac{t'_2}{t_1 + t'_2} = \frac{I_M}{2} \frac{v_E}{v_E + |v_S|}$$

Ce qui donne :

$$I_M = 2\, i_{S\,max} \left(1 + \frac{|v_S|}{v_E}\right)$$

On calcule ainsi :

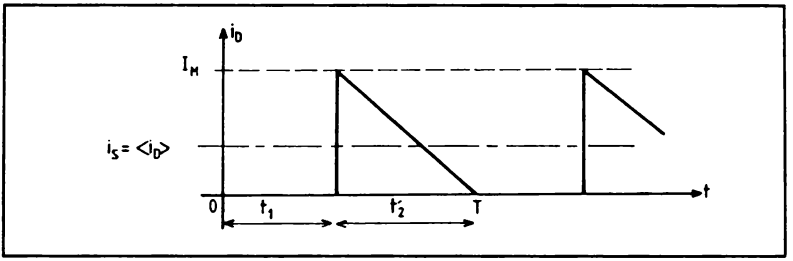


Fig. IX-33 : Allure du courant dans la diode quand l'intensité de sortie est maximale.

$$I_M = 2 \times 0{,}1 \times (1 + \frac{5}{5}) = 0{,}4 \text{ A}$$

Avec une marge de sécurité, on choisit $I_M = 0{,}5$ A. L'inductance est donnée par la formule :

$$L = \frac{v_E}{I_M} t_1$$

On choisit souvent L (entre 50 et 500 μH) et on calcule t_1 (entre 10 et 150 μs) :

$$t_1 = \frac{I_M}{v_E} L$$

En prenant $L = 220$ μH, on a :

$$t_1 = \frac{0{,}5}{5} 220 = 22 \ \mu s$$

La capacité du condensateur qui fixe t_1 est toujours donnée par la formule :

$$C_T = K \ t_1$$

Soit :

$$C_T = 12 \times 22 = 264 \text{ pF}$$

Une valeur normalisée de 270 pF convient. La capacité minimale du condensateur de sortie est :

$$C_{min} = \frac{I_M \ t_1}{2 \Delta v_{S\,max}} \frac{v_E}{|v_S|}$$

Soit :

$$C_{min} = \frac{0{,}5 \times 22}{2 \times 0{,}05} \frac{5}{5} = 110 \ \mu F$$

On choisit un condensateur de 470 μF présentant une résistance série de 70 mΩ. L'ondulation qui serait due au condensateur idéal est :

$$\Delta v_c = 50 \frac{110}{470} = 11{,}7 \text{ mV}$$

La résistance série amène une variation supplémentaire :

$$\Delta v_r = 70 \times 0{,}5 = 35 \text{ mV}$$

L'ondulation résultante répond bien au cahier des charges (moins de 50 mV)) puisqu'elle est strictement inférieure à la somme des deux contributions :

$$\Delta v_s < 46{,}7 \text{ mV}$$

On remarque une nouvelle fois que l'influence de la partie résistive est prépondérante, comme dans tout montage fonctionnant en mode discontinu.
La résistance servant à la limitation du courant doit valoir :

$$R_t = \frac{0{,}5}{0.5} = 1 \ \Omega$$

On prend une valeur de 1 Ω de dissipation maximale 0,5 W car :

$$P_{max} = \frac{0{,}5^2}{1} = 0{,}25 \text{ W}$$

La relation qui définit la tension de sortie est obtenue en écrivant l'égalité des tensions sur les entrées du comparateur du circuit intégré :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \ (-v_s) = V_r$$

Soit :

$$v_s = -(1 + \frac{R_2}{R_1}) \ V_r$$

On fixe R_1 et on calcule :

$$R_2 = (\frac{|V_s|}{V_r} - 1) \ R_1$$

Avec $R_1 = 1{,}2$ kΩ, on arrive à :

$$R_2 = (\frac{5}{1{,}2} - 1) \ 1{,}2 = 3{,}8 \text{ kΩ}$$

On choisit une valeur normalisée de 3,9 kΩ.
Pour une intensité plus grande (telle que $I_M > 500$ mA), on peut ajouter un transistor extérieur (figure IX-34).

MONTAGE UTILISANT UN CIRCUIT INTEGRE μA78S40

Avec ce composant, il est possible de réaliser un régulateur inverseur sans transistor externe, mais son rendement est médiocre (de l'ordre de 60 %) à cause de l'utilisation du commutateur interne en montage Darlington qui produit une chute de tension non négligeable. On préfère donc une structure qui fait appel à un transistor de

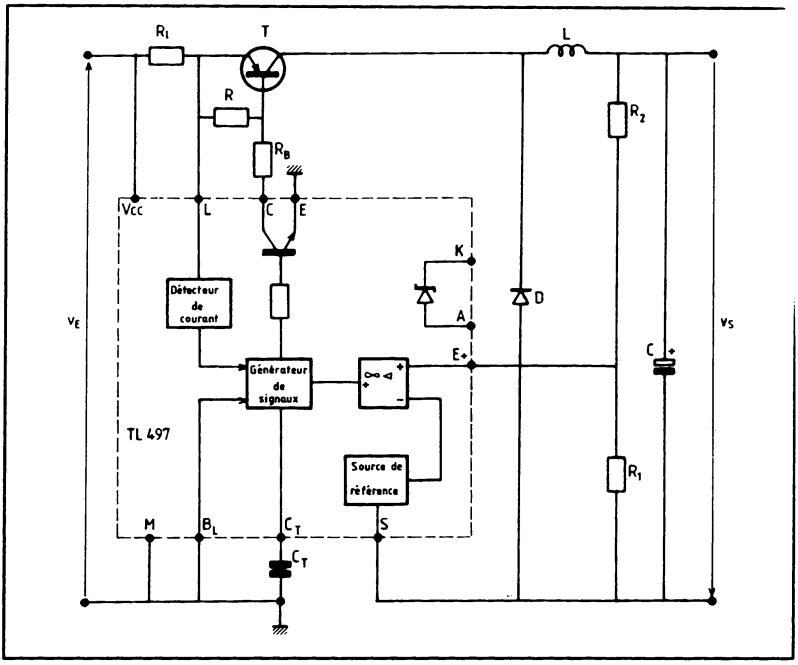


Fig. IX-34 : Utilisation d'un transistor externe.

commutation extérieur, du type PNP (figure IX-35). On se propose comme exemple de concevoir un régulateur délivrant – 15 V à partir d'une tension disponible de 15 V. Le courant dans la charge peut atteindre 300 mA et l'ondulation de la tension de sortie doit être inférieure à 1 %. Le rapport des durées est imposé par les tensions d'entrée et de sortie :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{|V_S| + V_D}{V_E - V_{sat}}$$

Compte tenu de l'ordre de grandeur des courants, on peut estimer la tension aux bornes de la diode Schottky passante à environ 0,5 V et la tension de saturation du transistor PNP à 0,4 V. Ce qui donne :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{15 + 0{,}5}{15 - 0{,}4} = 1{,}06$$

Par ailleurs, on fixe une fréquence de 20 kHz pour les commutations, soit :

$$t_1 + t_2 = T = \frac{1}{f}$$

$$T = 50\ \mu s$$

On en déduit :

$$t_2 = \frac{T}{1 + \frac{t_1}{t_2}}$$

$$t_1 = T - t_2$$

Soit :

$$t_2 = \frac{50}{1 + 1{,}06} = 24{,}3\ \mu s$$

$$t_1 = 50 - 24{,}3 = 25{,}7\ \mu s$$

On peut alors déterminer la capacité du condensateur qui fixe la durée t_1 :

$$C_T = 4.10^{-5} \times 25{,}7.10^{-6} = 1{,}03\ nF$$

On choisit une valeur normalisée 1 nF, ce qui conduit à des durées effectives :

$$t_1 = \frac{10^{-9}}{4.10^{-5}} = 25\ \mu s$$

$$t_2 = \frac{25}{1{,}06} = 23{,}6\ \mu s$$

Le courant maximal est donné par la formule :

$$I_M = 2i_{S\,max}\ (\frac{t_1}{t_2} + 1)$$

Soit :

$$I_M = 2 \times 0{,}3 \times (1{,}06 + 1) = 1{,}24\ A$$

La valeur minimale de l'inductance est alors :

$$L_{min} = \frac{v_E - V_{sat}}{I_M}\ t_1$$

Soit :

$$L_{min} = \frac{15 - 0{,}4}{1{,}24}\ 25 = 294\ \mu F$$

On choisit une inductance normalisée de 330 μH. La capacité minimale du condensateur de sortie est donnée par la même formule que pour le régulateur élévateur (même allure du courant) :

$$C_{min} = \frac{i_S\ t_1}{\Delta v_{S\,max}}$$

Soit :

$$C_{min} = \frac{0{,}3 \times 25}{0{,}15} = 50\ \mu F$$

On prend un condensateur de 470 μF présentant une résistance série de 70 mΩ. L'ondulation qu'on obtiendrait avec un condensateur

idéal est :

$$\Delta v_c = \frac{50}{470}\ 150 = 16\ \text{mV}$$

La résistance série apporte un supplément qui vaut :

$$\Delta v_r = 70 \times 1{,}24 = 87\ \text{mV}$$

La tension de sortie étant assez élevée, il faut également tenir compte de la tension de décalage du comparateur, comme pour le régulateur élévateur :

$$\Delta v_d = \frac{15}{1{,}25}\ 1{,}5 = 18\ \text{mV}$$

L'ondulation totale, strictement inférieure à la somme des trois contributions précédentes, est bien conforme aux exigences de départ :

$$\Delta v_s < 121\ \text{mV}$$

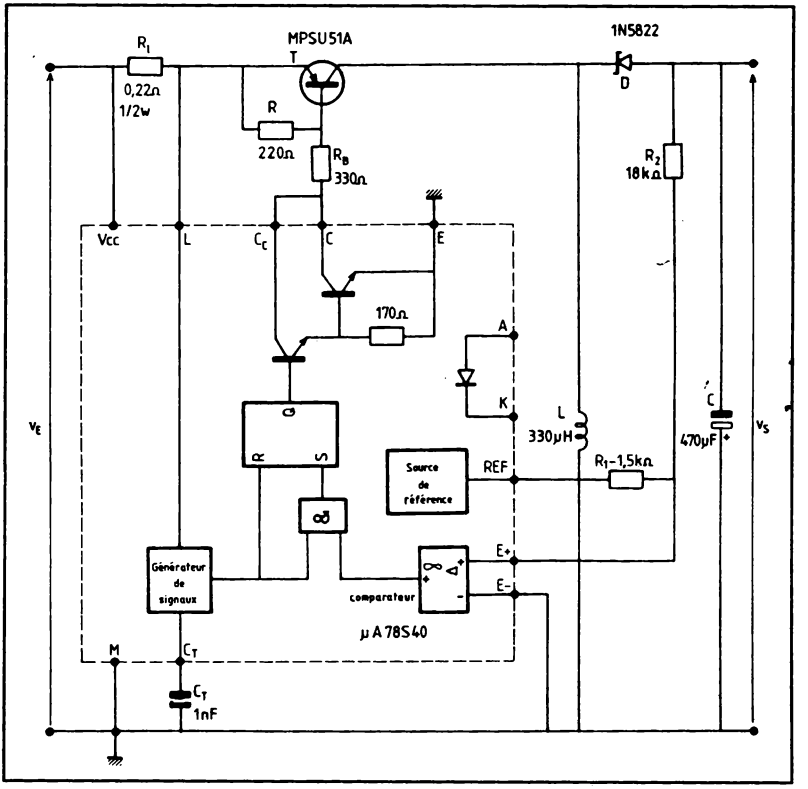


Fig. IX-35 : Régulateur inverseur utilisant un µA78S40.

La résistance associée au circuit de limitation du courant doit valoir :

$$R_\ell \frac{0,33}{1,24} = 0,226\ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée un peu inférieure : 0,22 Ω. La puissance dissipée maximale est :

$$P_{max} = \frac{0,33^2}{0,22} = 0,495\ W$$

Pour déterminer le diviseur résistif qui fixe la tension de sortie, on écrit que la tension appliquée à l'entrée non inverseuse du comparateur du circuit intégré est nulle puisque l'entrée inverseuse est à la masse :

$$R_1 v_s + R_2 v_r = 0$$

On en déduit :

$$v_s = \frac{R_2}{R_1} V_r$$

On fixe par exemple $R_1 = 1,5$ kΩ et on calcule :

$$R_2 = \frac{|v_s|}{V_r} R_1$$

Soit :

$$R_2 = \frac{15}{1,25} 1,5 = 18\ k\Omega$$

On adopte donc la valeur normalisée 18 kΩ.
Le choix des résistances associées au transistor externe se fait comme avec le montage utilisant un LM3578. On impose un gain forcé β_f de 35 pour assurer une bonne saturation. Le courant de base est alors :

$$i_B = \frac{I_M}{\beta_f}$$

On choisit ensuite de dériver une intensité dix fois moindre dans la résistance R :

$$i = \frac{1}{10} \frac{I_M}{\beta_f}$$

On peut alors calculer :

$$R = \frac{v_{EB}}{i} = \frac{10\ \beta_f\ v_{EB}}{I_M}$$

Soit :

$$R = \frac{10 \times 35 \times 0,8}{1,24} = 226\ \Omega$$

Une valeur normalisée de 220 Ω convient. La valeur réelle de i est alors :

$$i = \frac{0,8}{220} = 3,64 \text{ mA}$$

On peut ensuite calculer la valeur à donner à la résistance de base :

$$R_B = \frac{v_E - V_I - v_{EB} - V_{sat}}{\frac{I_M}{\beta_f} + i}$$

Soit :

$$R_B = \frac{15 - 0,33 - 0,8 - 0,4}{\frac{1,24}{35} + 3,64.10^{-3}} = 345 \ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 330 Ω. Le transistor utilisé est un MPSU51A, largement dimensionné pour cette application et la diode Schottky est une 1N5822.

STABILISATEURS ET REGULATEURS DE COURANT

10

Dans certaines applications, on souhaite maintenir le courant constant et laisser évoluer la tension. C'est le rôle du régulateur de courant. Les alimentations de laboratoire peuvent souvent fonctionner soit en source de tension, soit en source de courant. On doit alors combiner les deux types de régulation.

STABILISATEUR DE COURANT A TRANSISTOR ET DIODE ZENER

PRINCIPE

Le circuit est représenté à la figure X-1. La diode Zener maintient à ses bornes une tension sensiblement constante V_Z. Le courant dans la résistance R est donc lui aussi constant :

$$i = \frac{V_Z - v_{EB}}{R}$$

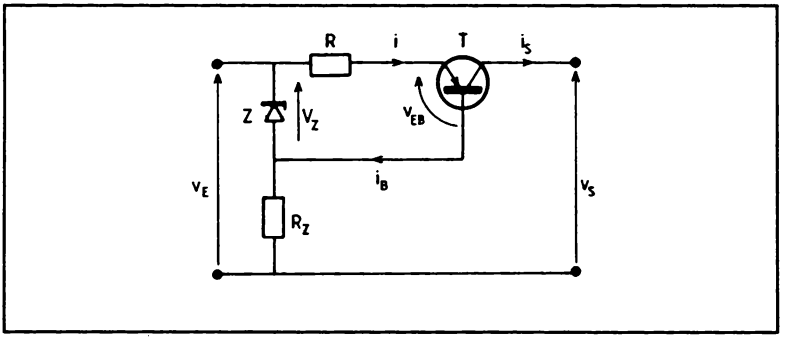


Fig. X-1 : Stabilisateur de courant à transistor et diode Zener.

Si l'amplification en courant β du transistor est grande devant 1, l'intensité dans la charge (qui vient du collecteur) est très proche du courant dans la résistance (qui entre par l'émetteur) :

$$i_S \approx i$$

On a donc bien réalisé une source de courant constant. Il faut cependant que le transistor fonctionne bien en régime linéaire. La limite correspond à l'annulation de la tension entre collecteur et émetteur. Cela donne une condition sur la tension de sortie (et donc sur la charge) :

$$v_S \leqq v_E - (V_Z - v_{EB})$$

CHOIX DES COMPOSANTS

La tension de Zener doit vérifier l'inégalité :

$$v_Z \leqq v_E - v_S + v_{EB}$$

Si la charge est variable, il faut se placer dans le cas le plus défavorable qui correspond à la tension de sortie maximale (donc à la résistance de charge maximale). La résistance de polarisation de la diode Zener doit permettre la circulation du courant de base du transistor et d'un minimum de courant nécessaire au fonctionnement de cette diode. Elle doit donc respecter la condition :

$$R_Z \leqq \frac{v_E - V_Z}{i_{B\,max} + I_{Zm}}$$

Le courant de base maximal étant calculé à partir du courant de collecteur :

$$i_{B\,max} = \frac{i_S}{\beta_{min}}$$

La résistance R fixe l'intensité de sortie :

$$R = \frac{V_Z - v_{EB}}{i_S}$$

Il faut évidemment choisir la puissance nominale de l'élément :

$$P_R \leqq P_{RM} \quad \text{avec} \quad P_R = R\, i_S^2$$

On dimensionne également la diode Zener :

$$P_T \leqq P_{ZM} \quad \text{avec} \quad P_Z = V_Z \left(\frac{v_E - V_Z}{R_Z} - i_{B\,min}\right)$$

Le transistor doit supporter une tension entre émetteur et collecteur :

$$v_{EC\,max} = v_E - R\, i_S$$

Pour la puissance dissipée :

$$P_T \leqq P_{TM} \quad \text{avec} \quad P_T = (v_E - R\, i_S)\, i_S$$

Exemple

On veut réaliser un stabilisateur de courant délivrant 15 mA à une

résistance de charge pouvant varier entre 0 et 1 kΩ. La tension d'entrée vaut 24 V.
La tension maximale de sortie est :

$$v_{S\,max} = 1 \times 15 = 15 \text{ V}$$

On en déduit la condition sur la tension de Zener :

$$V_Z \leqq 24 - 15 + 0{,}6 = 9{,}6 \text{ V}$$

On choisit donc une diode de tension nominale 9,1 V. On calcule ensuite la valeur à attribuer à la résistance R :

$$R = \frac{9{,}1 - 0{,}6}{15} = 0{,}567 \text{ k}\Omega$$

On prend donc une valeur normalisée 560 Ω, 5 %. La puissance dissipée vaut :

$$P_R = 560 \times (15.10^{-3})^2 = 0{,}126 \text{ W}$$

Une résistance 1/4 W convient. Pour le transistor, la tension maximale est :

$$v_{EC\,max} = 24 - 560 \times 15.10^{-3} = 15{,}6 \text{ V}$$

La puissance dissipée maximale est :

$$P_T = 15{,}6 \times 15 = 234 \text{ mW}$$

Un transistor du type 2N2905 (ou beaucoup d'autres références) peut convenir. La valeur minimale de β étant 100, on peut calculer le courant de base maximal :

$$i_{B\,max} = \frac{15}{100} = 0{,}15 \text{ mA}$$

En choisissant une intensité minimale de 5 mA dans la diode Zener, on obtient une condition sur la résistance R_Z :

$$R_Z \leqq \frac{24 - 9{,}1}{0{,}15 + 5} = 2{,}89 \text{ k}\Omega$$

On choisit une valeur normalisée 2,7 kΩ, 5 %. La puissance dissipée est très faible, une résistance 1/4 W convient. La valeur maximale de β étant 300, on peut calculer le courant de base minimal :

$$i_{B\,min} = \frac{15}{300} = 0{,}05 \text{ mA}$$

On en déduit la dissipation de la diode Zener dans le cas le plus défavorable :

$$P_Z = 9{,}1 \times \left(\frac{24 - 9{,}1}{2{,}7} - 0{,}05\right) = 49{,}8 \text{ mW}$$

Une diode Zener 400 mW convient parfaitement.

COEFFICIENTS DE STABILISATION

On trace le schéma équivalent pour les variations (figure X-2). Dans

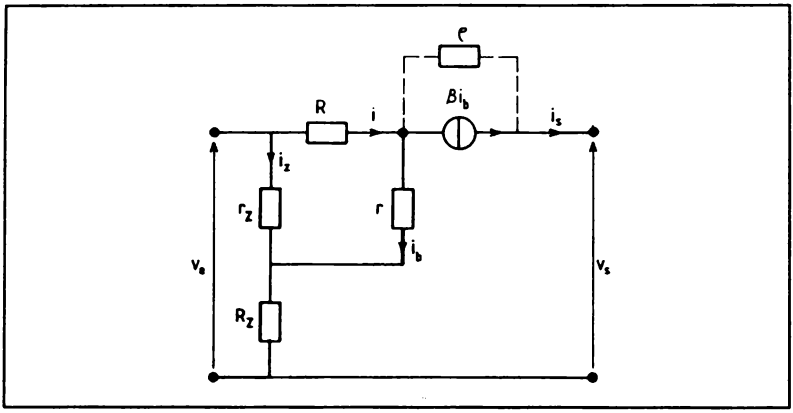


Fig. X-2 : Schéma équivalent au stabilisateur pour les variations.

un premier temps, on ne considère pour le transistor que le modèle simplifié (sans la résistance ϱ). On peut écrire les relations :

$$i_s = \beta\, i_b$$

$$i_s = i - i_b$$

$$v_e = r_z i_z + R_z(i_z + i_b)$$

$$r_z i_z = R i + r i_b$$

On en déduit :

$$i_b = \frac{i_s}{\beta}$$

$$i = \frac{\beta + 1}{\beta}\, i_s$$

$$i_z = \frac{1}{r_z}\left(\frac{\beta + 1}{\beta}\, R + \frac{r}{\beta}\right) i_s$$

$$v_e = \frac{r_z + R_z}{r_z}\left(\frac{\beta + 1}{\beta}\, R + \frac{r}{\beta}\right) i_s + \frac{R_z}{\beta}\, i_s$$

$$i_s = \frac{v_e}{\dfrac{r_z + R_z}{r_z}\left(\dfrac{\beta + 1}{\beta} R + \dfrac{r}{\beta}\right) + \dfrac{R_z}{\beta}}$$

Le courant de sortie ne dépend que de la tension d'entrée. On a donc réalisé un générateur de courant idéal. Sa conductance interne (ou coefficient de stabilisation aval) est nulle :

$$g_s = 0$$

Pour exprimer le coefficient de stabilisation amont, on peut faire certaines approximations compte tenu des ordres de grandeur :

$$\beta \gg 1$$
$$r_Z \ll R_Z$$
$$r \ll \beta R$$
$$r_Z \ll \beta R$$

On a alors :

$$i_s = \frac{v_e}{\frac{R_Z R}{r_Z}}$$

Et donc :

$$K' = \frac{i_s}{v_e} = \frac{r_Z}{R_Z R}$$

Pour chiffrer la conductance de sortie, qui est faible, mais pas nulle, il faut décrire le transistor par un modèle plus complet. Pour cela, on tient compte d'une résistance élevée ϱ entre émetteur et collecteur. Pour simplifier le calcul, on se place dans le cas particulier où la composante variable de la tension d'entrée est nulle et on applique

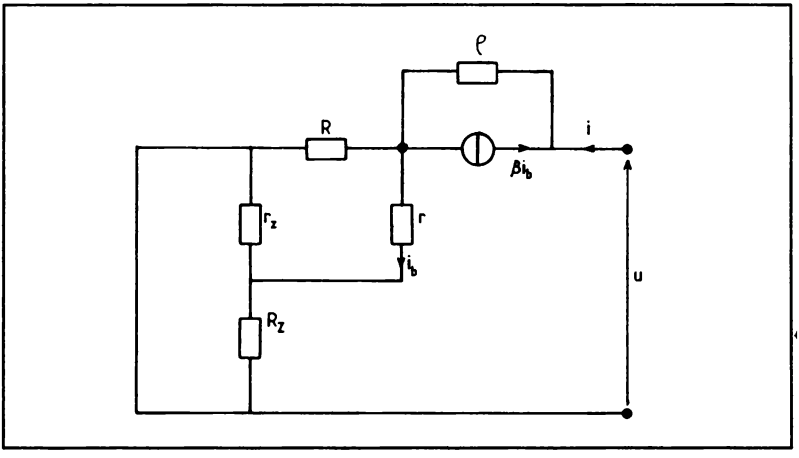


Fig. X-3 : Schéma pour le calcul de la conductance de sortie.

une tension u en sortie (figure X-3). La conductance de sortie est alors :

$$g_s = \frac{i}{u}$$

On transforme le schéma comme le montre la figure X-4. On a remplacé le générateur de courant par un générateur de tension équivalent et on a associé les résistances R_Z et r_Z en parallèle, ce qui

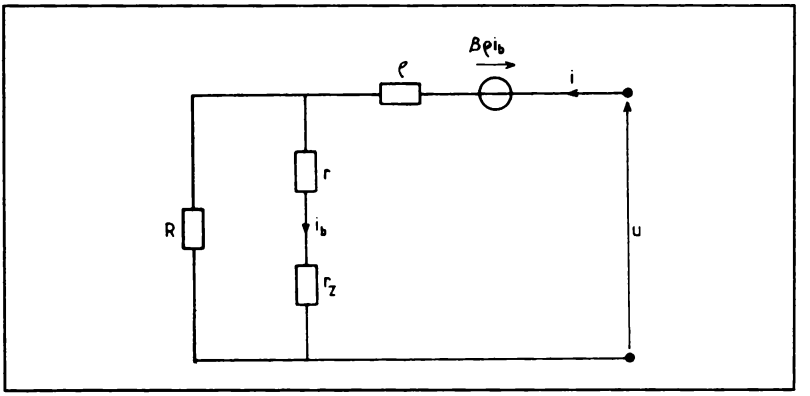


Fig. X-4 : Simplification du schéma précédent.

conduit à une résistance équivalente voisine de r_Z puisque R_Z est nettement plus élevée. On peut alors écrire :

$$u = \beta \varrho\, i_b + \varrho i + \frac{R\,(r + r_Z)}{R + r + r_Z}\; i$$

Comme ϱ est beaucoup plus grande que les autres résistances, la formule se simplifie :

$$u \approx \beta \varrho\, i_b + \varrho i$$

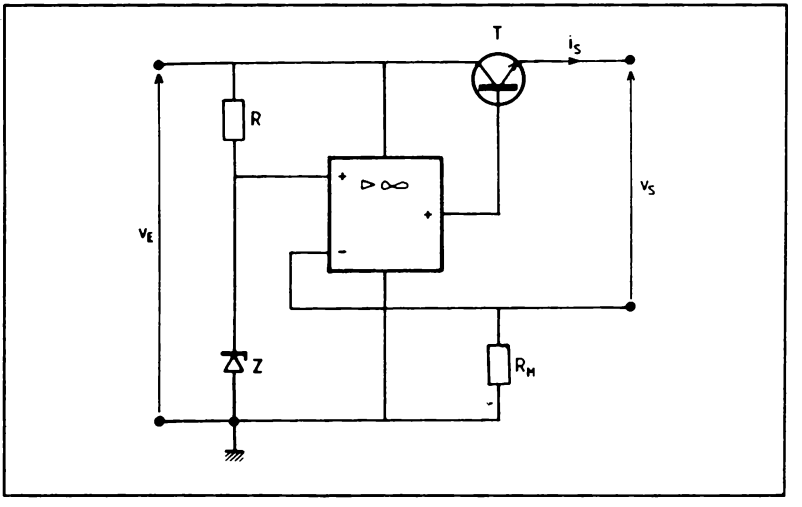


Fig. X-5 : Régulateur de courant à amplificateur opérationnel.

Pour exprimer i_b, on utilise la formule du diviseur de courant :

$$i_b = \frac{R}{R + r + r_Z} \; i$$

On en déduit :

$$u = \beta \varrho \; \frac{R}{R + r + r_Z} \; i + \varrho i$$

Compte tenu des ordres de grandeur, on peut simplifier l'expression :

$$u \approx \beta \varrho \; \frac{R}{R + r + r_Z} \; i$$

$$u \approx \beta \varrho i$$

La conductance de sortie est donc :

$$g_s = \frac{1}{\beta \varrho}$$

REGULATEUR DE COURANT A AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

PRINCIPE

Le schéma est voisin de celui d'un régulateur de tension (figure X-5). La différence est que la tension appliquée à l'entrée − de l'amplificateur d'erreur est prélevée aux bornes d'une résistance R_M parcourue par le courant de sortie. L'amplificateur opérationnel fonctionnant en régime linéaire, les tensions présentes sur ses deux entrées sont égales. On en déduit :

$$i_S = \frac{V_Z}{R_M}$$

Le montage se comporte comme un convertisseur tension-courant de puissance, l'entrée étant la source de référence V_Z. Le fonctionnement ne reste correct que si l'amplificateur opérationnel n'est pas saturé. Il en résulte une condition sur la résistance de charge. Si U est la tension de saturation, le maximum possible est :

$$R_{L\,max} = \frac{U - v_{BE} - V_Z}{i_S}$$

Avec le circuit décrit, il ne peut y avoir de point commun entre la charge et la source d'entrée (dont une borne est choisie comme masse). Il existe toutefois des variantes permettant de résoudre ce problème lorsque c'est nécessaire.

COEFFICIENTS DE REGULATION

On calcule séparément K' et g_s. Pour le coefficient de régulation

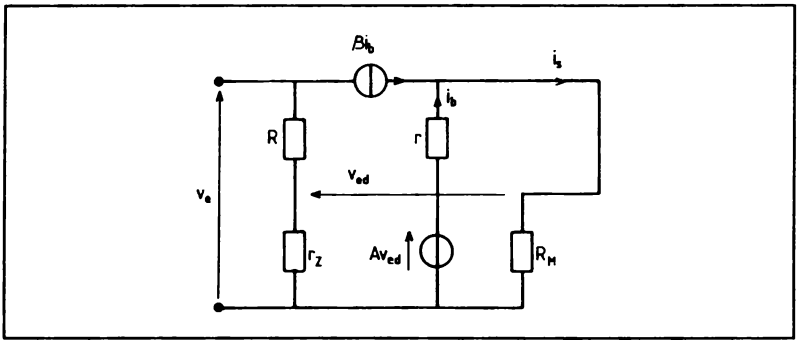


Fig. X-6 : Schéma pour le calcul de K'.

amont, on court-circuite la sortie du schéma pour les variations (figure X-6). On peut écrire :

$$v_{ed} = \frac{r_Z}{R + r_Z} v_e - R_M i_s$$

$$i_s = (\beta + 1)\, i_b$$

$$A v_{ed} - r i_b = R_M i_s$$

On pose :

$$a = \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

L'élimination de v_{ed} et de i_b conduit à la relation :

$$Aa\, v_e - AR_M i_s - \frac{r}{\beta + 1} i_s = R_M i_s$$

Le coefficient de régulation amont est donc :

$$K' = \frac{i_s}{v_e} = \frac{Aa}{AR_M + \frac{r}{\beta + 1} + R_M}$$

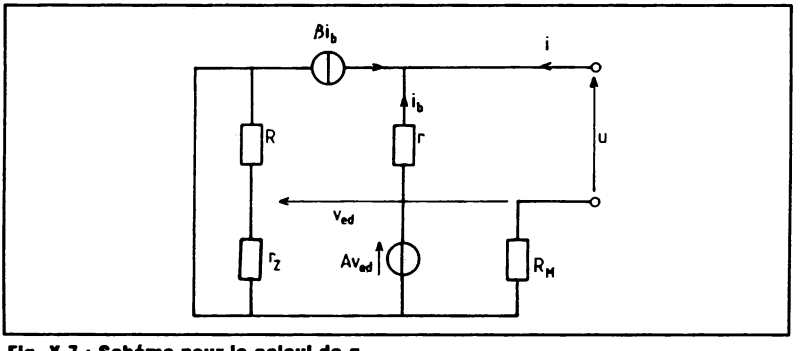


Fig. X-7 : Schéma pour le calcul de g_s.

Pour le calcul de la conductance de sortie, l'entrée du schéma pour les variations est court-circuitée (figure X-7). On a :

$$v_{cd} = R_M i$$

$$i = -(\beta + 1)\, i_b$$

$$u = A v_{ed} - r i_b$$

Après élimination de v_{cd} et de i_b, on arrive à :

$$u = A R_M i + \frac{r}{\beta + 1}\, i$$

La conductance de sortie est donc :

$$g_s = \frac{i}{u} = \frac{1}{A R_M + \frac{r}{\beta + 1}}$$

Compte tenu des ordres de grandeur (A très élevée), on peut simplifier les expressions obtenues :

$$K' \approx \frac{a}{R_M} = \frac{r_Z}{(R + r_Z) R_M}$$

$$g_s \approx \frac{1}{A R_M}$$

REGULATEUR DE COURANT UTILISANT UN REGULATEUR DE TENSION A TROIS BORNES

MONTAGE AVEC UN REGULATEUR DE TENSION FIXE

On ajoute une résistance au circuit intégré comme l'indique la figure X-8. Cette résistance voit à ses bornes la tension nominale v_{SR} du régulateur intégré. Elle est donc parcourue par un courant :

$$i = \frac{v_{SR}}{R}$$

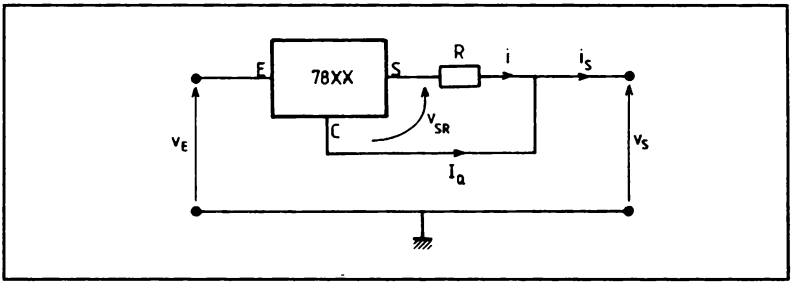


Fig. X-8 : Régulateur de courant utilisant un régulateur de tension fixe.

Le courant de sortie est alors :

$$i_S = \frac{v_{SR}}{R} + I_Q$$

I_Q est l'intensité de repos du régulateur intégré. Sa valeur maximale est de 8,5 mA pour la famille 78XX. Lorsque le courant de sortie est assez élevé, on peut négliger l'influence de I_Q. Lorsque la résistance de charge R_L est imposée, la tension minimale qu'on doit appliquer à l'entrée du montage est :

$$v_{E\ min} = R_L i_S + v_{SR} + v_{D\ min}$$

$v_{D\ min}$ est la valeur minimale de la différence entre les tensions d'entrée et de sortie nécessaire à une bonne régulation (de 2,5 V à 3 V pour les régulateurs courants). Si au contraire on impose la tension d'entrée, la valeur maximale de la résistance de charge est :

$$R_{L\ max} = \frac{v_E - v_{SR} - v_{D\ min}}{i_S}$$

Ce circuit présente deux inconvénients. En premier lieu, la tension aux bornes de la résistance est élevée (c'est la tension nominale du régulateur intégré), ce qui conduit à une dissipation importante. D'autre part, le courant de repos n'est pas toujours négligeable. La dispersion des valeurs et la dérive de ce paramètre peut entraîner une erreur sur le résultat.

Exemple

On veut réaliser un régulateur de courant délivrant 1 A à une charge de 5 Ω. On utilise un régulateur intégré 7805.

Le courant de repos I_Q est tout à fait négligeable devant 1 A. La valeur à donner à la résistance est donc :

$$R = \frac{5}{1} = 5\ \Omega$$

On choisit donc une valeur normalisée 5,1 Ω, 5 %. La puissance dissipée étant de 5,1 W, on utilise une série 10 W. La tension d'entrée minimale est :

$$v_{E\ min} = 5 \times 1 + 5 + 2{,}5 = 12{,}5\ V$$

On choisit par exemple une valeur de 15 V. Dans ces conditions, le circuit intégré dissipe 5 W et il faut le munir d'un refroidisseur adéquat.

MONTAGE AVEC UN REGULATEUR DE TENSION REGLABLE

Le schéma est identique au précédent (figure X-9). Le circuit présente cependant deux avantages. La tension appliquée à la résistance est la référence V_r du régulateur. Sa valeur étant peu élevée (1,25 V en général), la dissipation dans la résistance est moindre. Ensuite, le courant dans la borne de réglage est très faible (de l'ordre de

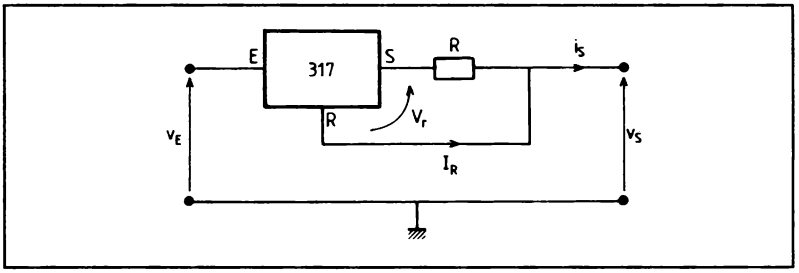


Fig. X-9 : Régulateur de courant utilisant un régulateur de tension réglable.

quelques dizaines de microampères) et l'erreur qui en résulte est négligeable. On peut donc écrire :

$$i_S = \frac{V_r}{R}$$

Il ne faut toutefois pas oublier que le fonctionnement correct d'un régulateur de tension réglable impose un minimum de courant de sortie (10 mA pour les modèles ordinaires). Par exemple, pour un régulateur LM317, on doit avoir :

$$10\ mA \leqslant i_S \leqslant 1{,}5\ A$$

Soit pour la résistance :

$$0{,}87\ \Omega \leqslant R \leqslant 120\ \Omega$$

(en tenant compte de la dispersion de V_r entre 1,2 V et 1,3 V).

Exemple

On reprend le cas précédent : un courant de 1 A dans une charge de 5 Ω. On utilise un régulateur intégré LM317.

La valeur à donner à la résistance est :

$$R = \frac{1{,}25}{1} = 1{,}25\ \Omega$$

On prend donc une valeur normalisée 1,2 Ω, 5 % ou 1,3 Ω, 5 % selon

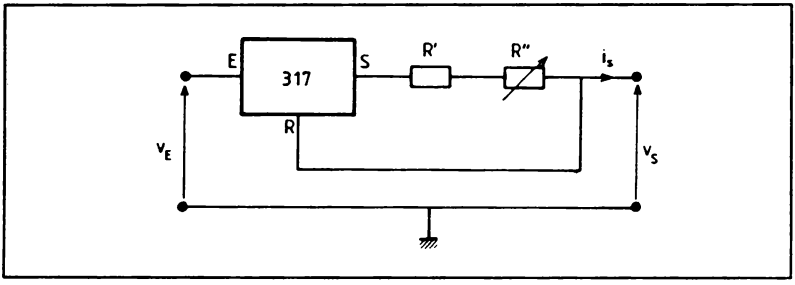


Fig. X-10 : Régulateur de courant réglable.

qu'on préfère avoir une erreur par défaut ou par excès. La puissance dissipée dans la résistance est alors de 1,2 W (pour le premier cas). On peut donc se contenter d'une série 2 W. On voit ici l'avantage important par rapport au régulateur de tension fixe : la résistance est moins encombrante et le rendement du montage est meilleur.

REGLAGLE DU COURANT DE SORTIE

On peut remplacer la résistance fixe R par un élément variable. Pour assurer un fonctionnement correct entre deux limites, on associe une résistance fixe R' et un potentiomètre R'' en série (figure X-10). Le courant minimal est :

$$i_{S\,min} = \frac{V_r}{R' + R''_{max}}$$

Et le maximum :

$$i_{S\,max} = \frac{V_r}{R'}$$

Il faut évidemment respecter la double inégalité donnée au paragraphe précédent pour toutes les valeurs de R.

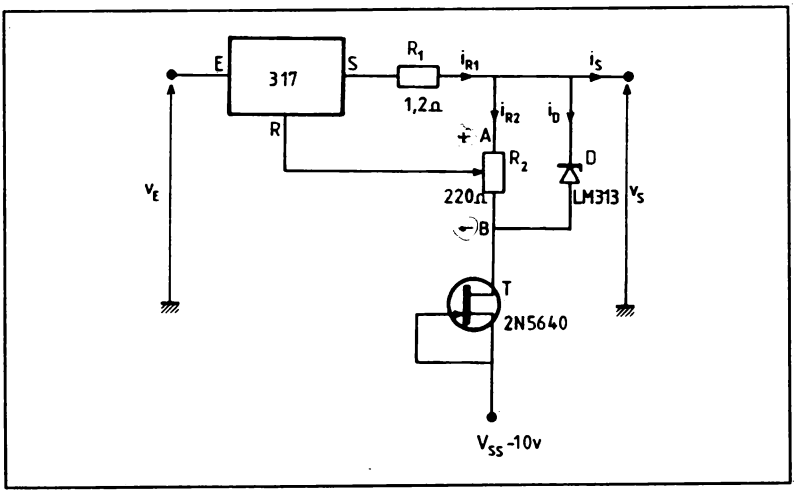


Fig. X-11 : Réglage du courant entre 0 et 1 A.

Une autre possibilité est illustrée par la figure X-11. Le potentiomètre R_2 permet de faire varier l'intensité en modifiant la tension appliquée à la résistance R_1. Un circuit de référence LM313 maintient aux bornes de R_2 une tension de valeur nominale 1,22 V, très voisine de la tension de référence du régulateur. Ainsi, lorsque le curseur du potentiomètre est en A, la tension aux bornes de la résistance est V_r et

le courant qui la traverse est :

$$i_{R1} = \frac{V_r}{R_1}$$

Par contre, lorsque le curseur est en B, la tension aux bornes de R_1 est pratiquement nulle et il n'y a donc presque aucun courant de sortie. Pour les positions intermédiaires du potentiomètre, la tension appliquée à la résistance est comprise entre 0 et V_r. Le transistor à effet de champ T est monté en source de courant. La grille étant directement reliée à la source, le drain est parcouru par le courant de saturation I_{DSS}. Ce dernier se partage entre le potentiomètre R_2 et la diode de référence D. L'ensemble est fourni par la sortie du régulateur intégré. Pour assurer un fonctionnement correct, il faut que l'intensité de saturation du transistor soit supérieure à la valeur minimale du courant de sortie du LM317, c'est-à-dire :

$$I_{DSS} \geqslant 10 \text{ mA}$$

La tension de polarisation V_{SS} de la source du transistor à effet de champ doit être inférieure à $-1{,}25$ V. La valeur de R_2 est choisie pour assurer un partage correct du courant avec la diode de référence. La résistance R_1 impose la valeur maximale du courant de sortie :

$$R_1 = \frac{V_r}{i_{S\,max} + I_{DSS}}$$

Le choix du transistor doit aussi tenir compte de la tension maximale à laquelle il est soumis :

$$V_{DS\,max} \geqslant v_S - V_{SS} - V_r$$

Il est également possible de remplacer le circuit de référence LM313 par deux diodes 1N4004 en série.

Exemple

On veut faire varier le courant de sortie entre 0 et 1 A.

On a choisi un transistor à effet de champ du type 2N5640. Le courant de saturation I_{DSS} est un paramètre mal connu, la notice du composant ne précise que sa valeur minimale, 5 mA. Toutefois, on observe en général des courants d'au moins une dizaine de milliampères, ce qui est suffisant pour le fonctionnement du régulateur intégré. On impose un partage du courant assurant quelques milliampères dans la diode de référence (le fonctionnement est satisfaisant entre 0,5 mA et 20 mA). La valeur de 220 Ω pour le potentiomètre donne dans cet élément une intensité :

$$i_{R2} = \frac{1{,}25}{220} = 5{,}7 \text{ mA}$$

La valeur du courant dans D est mal connue puisqu'elle dépend de I_{DSS}, mais elle reste dans les limites tolérées. La résistance R_1 doit valoir :

$$R_1 = \frac{1{,}25}{1 + 10.10^{-3}} = 1{,}24\ \Omega$$

La méconnaissance de la valeur exacte de I_{DSS} n'a pas de conséquence puisque ce courant est négligeable devant $i_{S\,max}$. On choisit pour R_1 une valeur normalisée 1,2 Ω, 5 %. La puissance dissipée maximale est alors de 1,2 W : on choisit donc la résistance dans une série 2 W. La tension négative de polarisation est fixée à − 10 V. Le transistor à effet de champ supportant une tension maximale de 30 V, on en déduit la limite pour la tension de sortie (qui impose une condition sur la résistance de charge) :

$$v_S \leqq 30 - 10 + 1{,}25$$

$$v_S \leqq 21{,}2\ V$$

MONTAGE AVEC UN REGULATEUR DE TENSION ET DE COURANT REGLABLE

Le circuit intégré L200 se prête aussi bien à la réalisation de régulateurs de courant qu'à celle de régulateurs de tension. Le

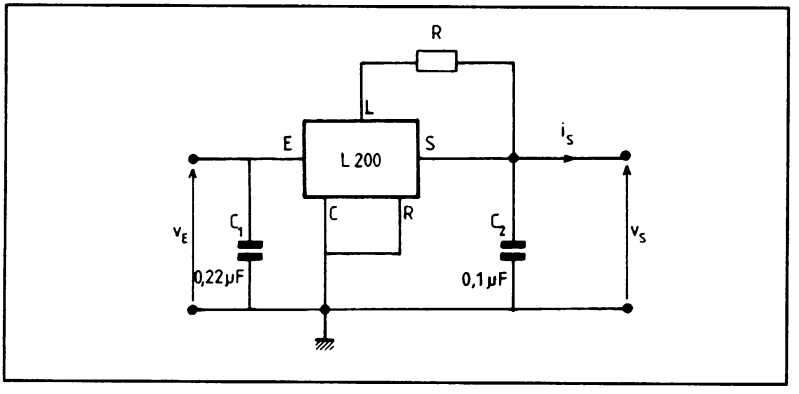


Fig. X-12 : Régulateur de courant avec un circuit intégré L200.

schéma de base est donné à la figure X-12. Le courant de sortie est fixé par la résistance R suivant la formule :

$$i_S = \frac{V_l}{R}$$

La valeur typique de V_ℓ est 0,45 V. La tension de sortie est limitée par la chute de tension minimale $V_{D\,min}$ du circuit intégré :

$$v_S \leqq v_E - v_{D\,min}$$

On en déduit la résistance de charge maximale :

$$R_{L\,max} = \frac{v_E - v_{D\,min}}{i_S}$$

$v_{D\,min}$ vaut 2,5 V pour ce circuit intégré.

REGULATEUR DE TENSION ET DE COURANT

PRINCIPE

Dans les alimentations de laboratoire, on cherche souvent à avoir une caractéristique rectangulaire, comme celle de la figure X-13. On dispose ainsi, soit d'un régulateur de tension avec limitation de courant, soit d'un régulateur de courant avec limitation de tension. Pour un réglage donné de la tension V_o et de l'intensité I_o, le point de

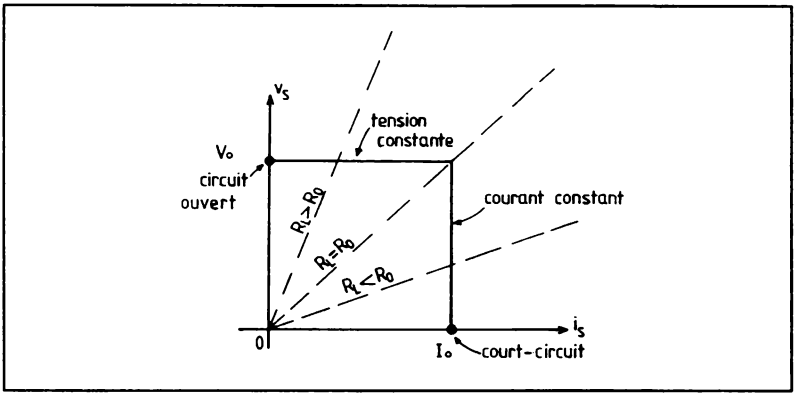


Fig. X-13 : Caractéristique d'un régulateur de tension et de courant.

fonctionnement dépend de la charge. En circuit ouvert, la tension est V_o. Avec une résistance de charge élevée, la tension reste égale à V_o. Lorsqu'on diminue la résistance, le courant augmente et on arrive à la valeur I_o qui provoque le basculement en régulateur de courant. Si l'on continue à faire décroître la résistance, l'intensité reste égale à I_o et la tension diminue. On peut ainsi aller jusqu'au point de court-circuit. La valeur limite R_o de la résistance de charge est appelée résistance critique.

MONTAGE UTILISANT DEUX REGULATEURS INTEGRES

On place un régulateur de courant et un régulateur de tension en cascade comme le montre la figure X-14. La tension de sortie (en fonctionnement tension constante) est :

$$v_S = (1 + \frac{R_1}{R_2})\ V_{r2}$$

Le courant de sortie (en fonctionnement courant constant) est :

$$i_S = \frac{V_{r1}}{R}$$

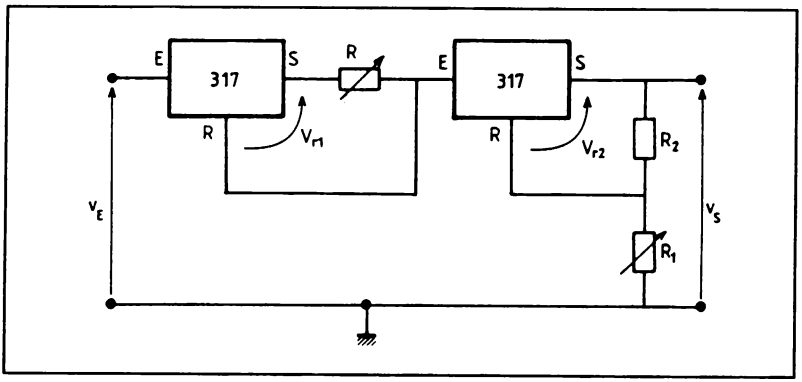


Fig. X-14 : Régulateur de tension et de courant.

Lorsqu'on veut obtenir un réglage de la tension à partir de 0, il faut disposer d'une alimentation auxiliaire négative. Un exemple de réalisation est donné à la figure X-15. On a associé le régulateur de courant de la figure X-11 et le régulateur de tension de la figure VII-56, avec quelques petites modifications. La diode de référence LM313 a été remplacée par deux diodes 1N4148 en série. On a ajouté au régulateur de tension les condensateurs C_2 et C_3. Le rôle du premier de ces éléments est d'améliorer la réponse transitoire du circuit et le rôle du second est d'améliorer l'élimination de l'ondulation. La diode D_2 protège le régulateur intégré contre la décharge de C_3 et la diode D_1 protège l'ensemble en cas de court-circuit à l'entrée. Enfin, on a remplacé la résistance associée aux deux diodes du régulateur de tension par une source de courant utilisant un transistor à effet de champ. Les principales performances du circuit sont celles des deux montages qui le composent. La tension de sortie est réglable entre 0 et 22,9 V environ tandis que le courant est variable entre 0 et 1 A environ. La principale différence est que la tension d'entrée doit être plus élevée pour compenser les chutes de tension dues aux deux régulateurs. On doit en effet avoir au moins :

$$v_{E\,min} = v_{S\,max} + v_{D\,min2} + R_3 i_{S\,max} + v_{D\,min1}$$

Soit :

$$v_{E\,min} = 22{,}9 + 2{,}5 + 1{,}2 \times 1 + 2{,}5 = 29{,}1 \text{ V}$$

On choisit par exemple une tension d'entrée de 32 V.

MONTAGE AVEC UN REGULATEUR DE TENSION ET DE COURANT REGLABLE

Le circuit intégré L200 réalise très simplement la fonction souhaitée. Le schéma de base a déjà été donné au chapitre VII (figure VII-81). Le courant peut être réglé par la résistance R_1 et la tension par la

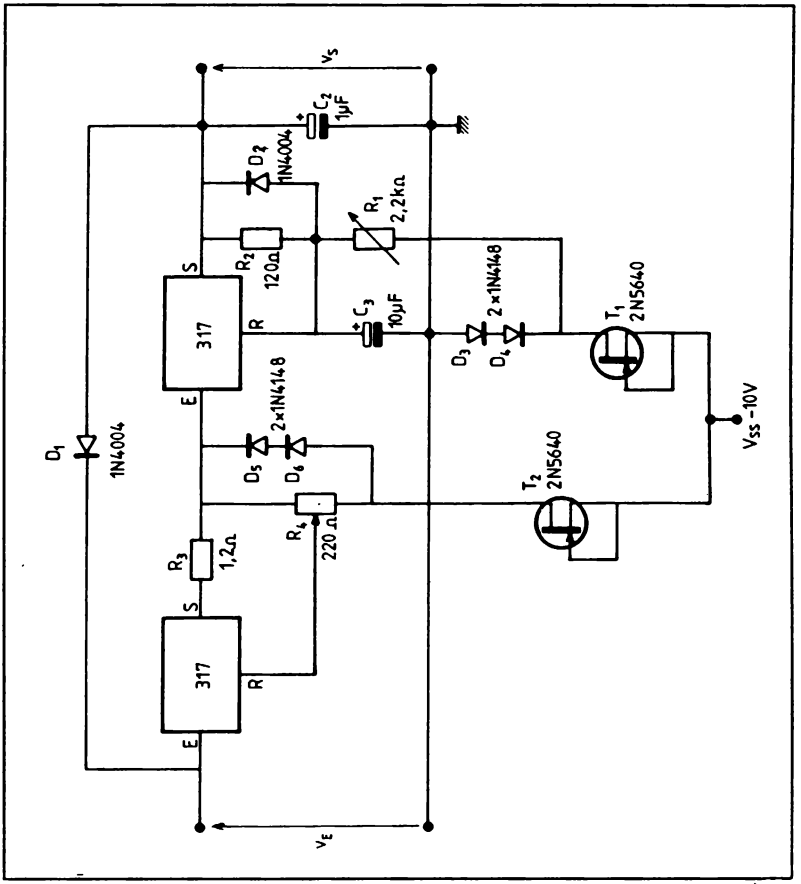


Fig. X-15 : Régulateur de tension et de courant réglable à partir de 0.

résistance R_2. Outre la simplicité, ce montage a l'avantage d'exiger une chute de tension plus faible que les précédents puisqu'il y a un seul régulateur intégré :

$$V_{E\,min} = V_{S\,max} + V_{D\,min}$$

PROTECTION ET SURVEILLANCE DES ALIMENTATIONS

Les alimentations sont le plus souvent munies d'un certain nombre de protections permettant d'éviter ou de limiter les conséquences d'un défaut de fonctionnement.

PROTECTION CONTRE LES SURINTENSITES

Il est en général nécessaire de protéger l'alimentation en cas de surcharge (courant de sortie trop important) ou de court-circuit entre les bornes d'utilisation.

FUSIBLE

Un fusible est un conducteur de dimensions et de composition bien déterminées qui est destiné à couper le circuit en fondant lorsque l'intensité qui le traverse atteint un certain seuil. Ce dispositif est nécessaire dans toute alimentation pour limiter les conséquences d'un défaut grave. On le place systématiquement dans une des liaisons de l'alimentation avec le secteur, c'est-à-dire, pour une alimentation classique, en série avec le primaire du transformateur. On peut également placer un fusible dans une des liaisons de sortie, c'est-à-dire en série avec la charge. Le calibre de ce fusible doit être choisi de telle façon qu'il permette le passage du courant normal dans tous les cas de fonctionnement possibles pour l'appareil. La rapidité doit être suffisante pour éviter des destructions d'éléments en cas de défaut. Malheureusement, ces deux contraintes sont difficiles à respecter. En effet, l'alimentation appelle une pointe de courant importante en

régime transitoire (principalement à la mise sous tension, mais également en cas de variation brusque de la charge). Si le fusible est trop rapide, il risque de fondre à la mise en service de l'appareil. Par contre, si sa rapidité n'est pas suffisante, les composants à semi-conducteur sont détruits en cas de courts-circuits : c'est ce qui se passe en réalité en l'absence d'autre type de protection. De même, si l'écart entre l'intensité maximale autorisée et le calibre du fusible est important, les composants peuvent être endommagés lors d'une surcharge prolongée. Il résulte de ce qui précède que, si l'usage du fusible est nécessaire, il n'est jamais suffisant pour une alimentation continue. Il faut obligatoirement faire appel à des circuits de protection électroniques.

PROTECTION PAR LIMITATION DE COURANT

On évite les destructions en limitant l'intensité dans le régulateur. Dans le cas d'un régulateur (ou d'un stabilisateur) parallèle, le courant est limité par principe. En effet, en cas de court-circuit en sortie, on a :

$$i = \frac{V_E}{R}$$

Il faut cependant que la résistance supporte la puissance dissipée correspondante :

$$P_{max} = \frac{V_E^2}{R}$$

En ce qui concerne le régulateur série, le courant n'est pas limité par

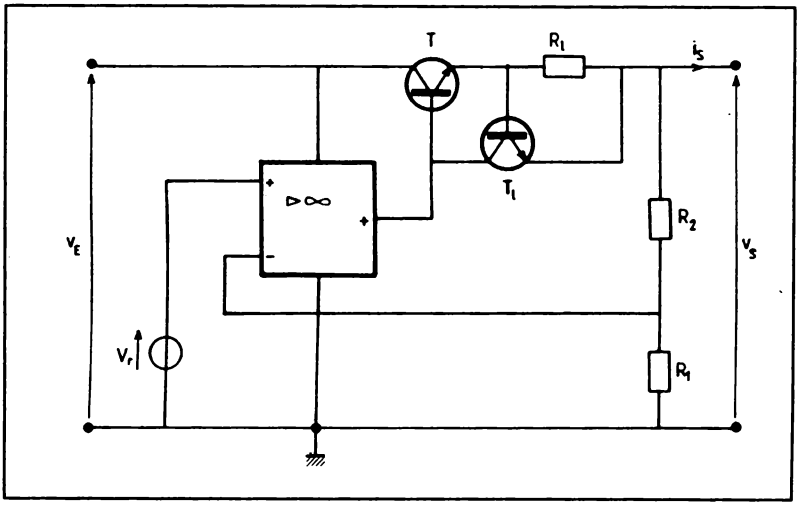


Fig. XI-1 : Limiteur à courant constant.

principe et il faut obligatoirement prévoir un circuit supplémentaire de limitation. Les circuits intégrés prévoient systématiquement cette protection. L'utilisateur n'a à se soucier de ce problème que si le montage est réalisé à partir d'éléments séparés ou si un transistor externe est ajouté au régulateur intégré. Deux possibilités existent pour la limitation : maintien d'un courant constant ou délestage (rabattement de la caractéristique). Les circuits correspondants sont décrits aux paragraphes suivants. Il va de soi que le problème ne se pose pas pour les alimentations à régulateur de tension et de courant (voir chapitre 10). Pour les alimentations utilisant un régulateur à découpage, la limitation se fait par action au niveau du générateur de commande. L'utilisateur doit simplement prévoir la résistance de détection à associer au circuit intégré (voir chapitre 9).

LIMITEUR A COURANT CONSTANT

Le schéma de principe est celui de la figure XI-1. La petite résistance R_ℓ permet de détecter le courant. En effet, lorsque la tension aux bornes de R_ℓ atteint le seuil de conduction du transistor T_ℓ celui-ci dérive une partie du courant de base du transistor principal T. Le courant de sortie est alors égal à :

$$I_\ell = \frac{V_{BE\ell}}{R_\ell}$$

V_{BEl} est la tension base-émetteur du transistor T_ℓ : elle reste de l'ordre de 0,6 à 0,7 V. On obtient ainsi la caractéristique de la figure XI-2.

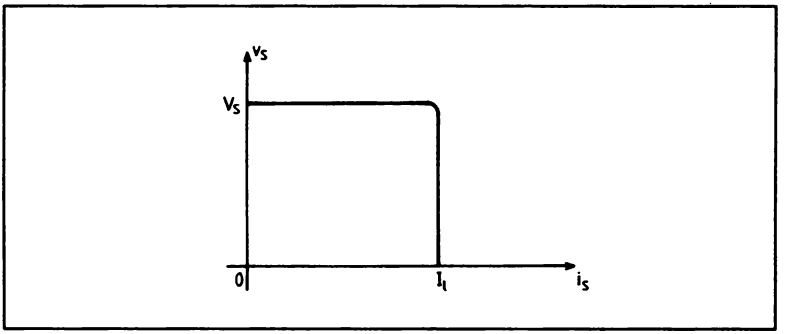


Fig. XI-2 : Caractéristique du limiteur à courant constant.

Par exemple, complétons l'étude menée au chapitre 7 concernant le régulateur de la figure VII-9. Le courant maximal dans la charge étant de 100 mA, il faut fixer la limitation un peu au-delà. La valeur limite de R_ℓ est, en estimant la tension de déblocage du transistor à 0,6 V :

$$R_\ell = \frac{0,6}{0,1} = 6\ \Omega$$

On choisit une résistance normalisée de valeur inférieure, par exemple 4,7 Ω. Le courant constant vaut à peu près, en estimant la tension base-émetteur du transistor en conduction normale à 0,65 V :

$$I_\ell = \frac{0,65}{4,7} = 0,138\ A$$

Cette valeur permet d'assurer la sécurité du transistor 2N1711.

On retrouve ce principe dans un certain nombre de circuits déjà étudiés. Ainsi, le circuit intégré 723 comprend un transistor prévu pour la limitation (figure VII-13) : sa base et son émetteur sont disponibles (bornes LC et DC). L'utilisateur doit simplement ajouter la résistance R_l entre ces deux connexions. On exploite cette possibilité dans les montages de base (figures VII-15 ; 16 ; 17) ou lorsqu'on emploie un transistor externe (figures VII-19 et 20). On a également retenu cette solution dans les associations régulateur à trois bornes et transistor de puissance. On a toutefois utilisé un transistor PNP avec le régulateur positif (figure VII-33) et un transistor NPN avec le régulateur négatif (figure VII-36).

LIMITEUR PAR DELESTAGE

La solution précédente a un inconvénient important. En cas de court-circuit, le régulateur est soumis à la totalité de la tension d'entrée et le courant est maximal. Cela provoque une dissipation de puissance élevée. Le transistor principal du régulateur doit être dimensionné pour accepter cette contrainte. Le dissipateur thermique qui lui est

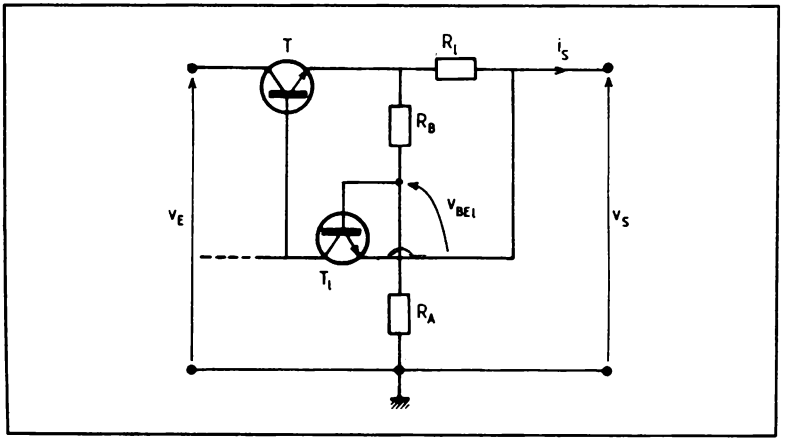


Fig. XI-3 : Limiteur par délestage.

associé a alors une taille importante. Il en résulte une augmentation du prix, du volume et de la masse de l'alimentation. Ce qui est tolérable dans une alimentation de laboratoire devient un inconvénient majeur dans une alimentation d'équipement. On utilise alors le plus souvent une autre solution : le délestage, ou rabattement de la caractéristique (en anglais, foldback current limiting). Il s'agit de réduire considérablement le courant en cas de court-circuit. Le schéma de principe est donné à la figure XI-3. La tension base-émetteur du transistor T_ℓ est :

$$v_{BE\ell} = R_\ell i_S - \frac{R_B}{R_A + R_B}\left(v_S + R_\ell i_S\right)$$

Soit :

$$v_{BE\ell} = R_\ell \frac{R_A}{R_A + R_B} i_S - \frac{R_B}{R_A + R_B} v_S$$

Lorsque le régulateur est à vide, v_{BEl} est négatif et le transistor T_l est bloqué. Quand on augmente progressivement le courant dans la charge, le transistor reste bloqué jusqu'à ce que la tension base-émetteur atteigne le seuil de conduction $V_{BE\ell}$ (de l'ordre de 0,6 V). Cela correspond à une intensité limite :

$$I_\ell = \frac{R_A + R_B}{R_A} \frac{V_{BE\ell}}{R_\ell} + \frac{R_B}{R_A} \frac{v_S}{R_\ell}$$

Le transistor T_ℓ dérive une partie du courant de base du transistor T. Si l'on diminue encore la résistance de charge, la tension de sortie v_S diminue. Les potentiels de la base et de l'émetteur vont décroître tous les deux, mais pour le premier, la diminution est moindre à cause du diviseur résistif. Il en résulte que $v_{BE\ell}$ augmente et que T_ℓ devient plus conducteur. Le transistor principal laisse donc passer de moins en moins de courant. Lorsqu'on arrive au court-circuit ($v_S = 0$), le courant de sortie a une valeur I_c telle que :

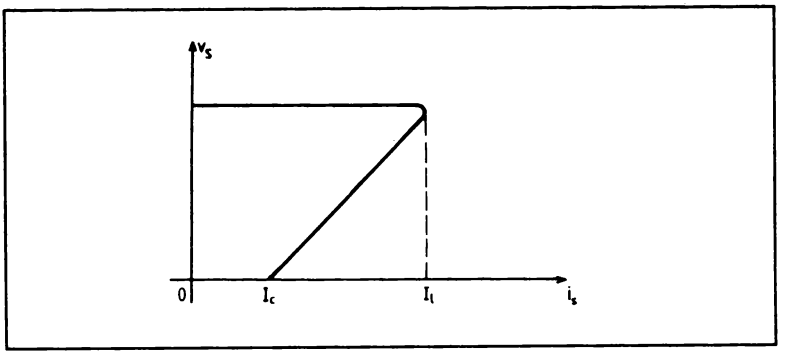


Fig. XI-4 : Caractéristique du limiteur par délestage.

$$v_{BE\ell} = R_\ell \frac{R_A}{R_A + R_B} I_c$$

$v_{BE\ell}$ est la tension base-émetteur d'un petit transistor en conduction normale : elle reste de l'ordre de 0,7 V. On en déduit :

$$I_c = \frac{R_A + R_B}{R_A} \frac{v_{BE\ell}}{R_\ell}$$

La caractéristique de sortie a l'allure indiquée à la figure XI-4. En estimant que la tension $v_{BE\ell}$ reste constante du déblocage à la pleine conduction, on peut établir deux formules permettant le choix des résistances, à partir des expressions de I_ℓ et de I_c :

$$R_\ell = \frac{\dfrac{v_S}{I_c}}{1 + \dfrac{v_S}{v_{BE\ell}} - \dfrac{I_\ell}{I_c}}$$

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} = \frac{v_{BE\ell}}{R_\ell\ I_c}$$

La puissance dissipée maximale est la plus grande des deux valeurs suivantes :

— pour le courant limite :

$$P_\ell = (v_E - v_S)\ I_\ell$$

— en court-circuit :

$$P_c = v_E\ I_c$$

On peut appliquer le principe qui vient d'être étudié aux régulateurs réalisés à partir d'un circuit intégré du type 723. Le schéma complet est donné à la figure XI-5.

Exemple

On veut réaliser un circuit de protection pour un régulateur délivrant 5 V à partir d'une source de 9 V. L'intensité limite doit être de 100 mA et le courant de court-circuit de l'ordre de 30 mA. On calcule tout d'abord :

$$R_\ell = \frac{\dfrac{5}{30.10^{-3}}}{1 + \dfrac{5}{0,65} - \dfrac{100}{30}} = 31,1\ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 33 Ω. On peut ensuite déterminer le rapport des résistances du pont :

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} = \frac{0,65}{33 \times 30.10^{-3}} = 0,657$$

On choisit par exemple 5,6 kΩ pour R_A et 2,7 kΩ pour R_B, ce qui donne :

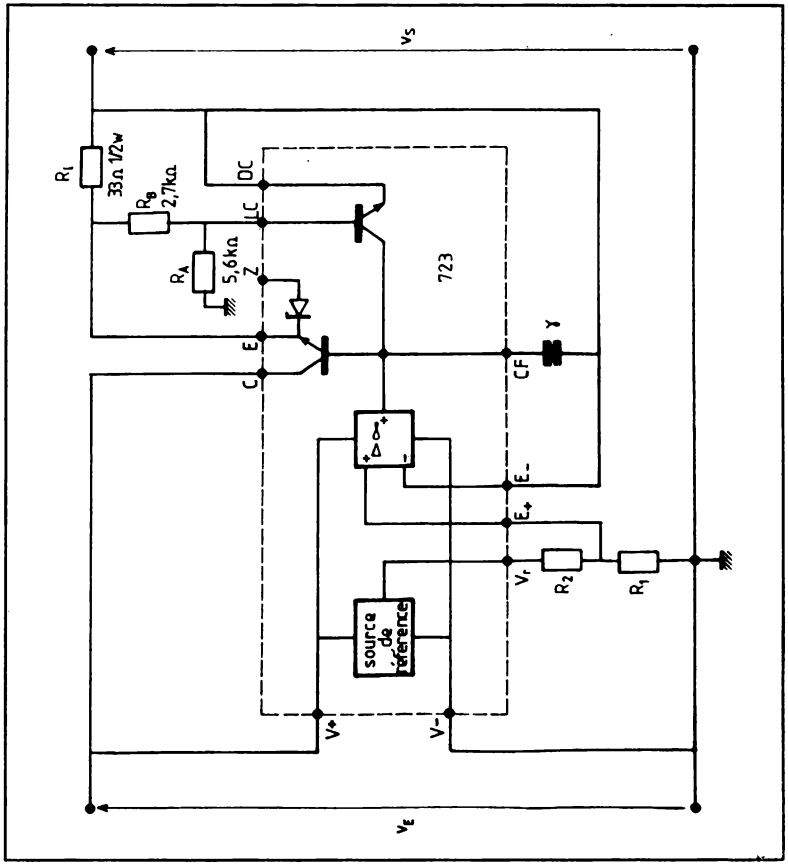


Fig. XI-5 : Régulateur 723 avec limiteur par délestage.

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} = \frac{5,6}{5,6+2,7} = 0,675$$

On peut recalculer les valeurs réelles des courants :

$$I_c = \frac{5,6+2,7}{5,6}\,\frac{0,65}{33} = 29,2 \text{ mA}$$

$$I_c = \frac{5,6+2,7}{5,6}\,\frac{0,65}{5,6} + \frac{2,7}{5,6}\,\frac{5}{33} = 102\,\text{mA}$$

Les résultats sont bien conformes à nos attentes. Il reste à vérifier la dissipation du régulateur :

$$P_t = (9-5)\times 102 = 408\,\text{mW}$$

$$P_c = 9 \times 29,2 = 263\,\text{mW}$$

Un circuit intégré 723 peut parfaitement supporter cette puissance sans refroidisseur. Pour les résistances, des modèles 0,25 W conviennent pour R_A et R_B , mais il faut 0,5 W pour R_ℓ puisque la puissance maximale dans cet élément vaut :

$$P_{max} = 33 \times 0{,}102^2 = 0{,}34\ W$$

La méthode peut également s'appliquer pour l'association régulateur à trois bornes et transistor. Le schéma est alors celui de la figure XI-6.

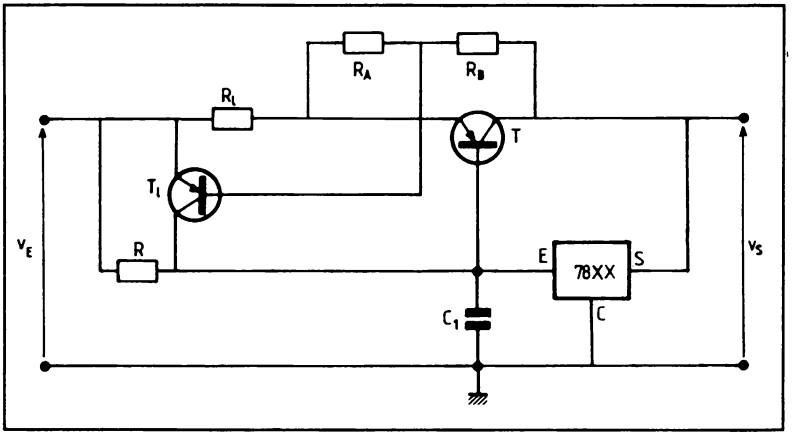


Fig. XI-6 : Association régulateur à trois bornes-transistor avec limiteur par délestage.

PROTECTIONS CONTRE LES SURTENSIONS

Il s'agit dans ce cas de protéger la charge en cas de défaillance de l'alimentation ou de fausse manœuvre. C'est important pour beaucoup de dispositifs dont les circuits intégrés pourraient être détruits par une augmentation de tension significative.

PRINCIPE

On détecte la surtension éventuelle par comparaison avec une

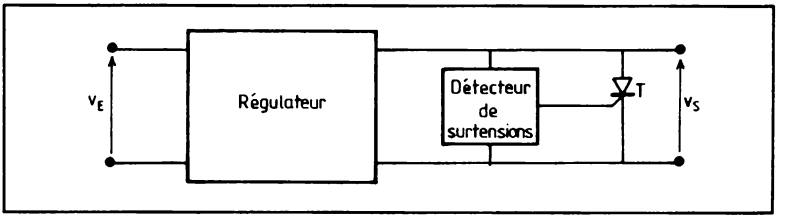


Fig. XI-7 : Principe du limiteur de tension.

référence et on court-circuite la charge par un thyristor en cas de défaut. Cela correspond à la structure de la figure XI-7. Pendant la conduction du thyristor, le courant est imposé par le circuit de limitation d'intensité du régulateur. En cas d'absence d'un tel dispositif, on ajoute un fusible rapide dans la liaison de sortie du régulateur comme le montre la figure XI-8. Une autre possibilité

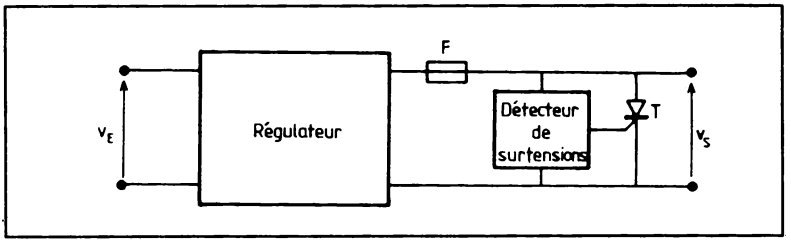


Fig. XI-8 : Un fusible est nécessaire si le régulateur n'est pas limité en courant.

consiste à placer le thyristor de court-circuit à l'entrée du régulateur (figure XI-9). Cette structure a l'avantage de déconnecter le régulateur en cas de défaut. Si l'intensité de court-circuit n'est pas suffisamment limitée par la résistance des liaisons et surtout par celle du fusible (non négligeable pour des éléments rapides), on peut ajouter une résistance de faible valeur en série avec le thyristor. Le dispositif est souvent connu sous son appellation anglaise de "crowbar".

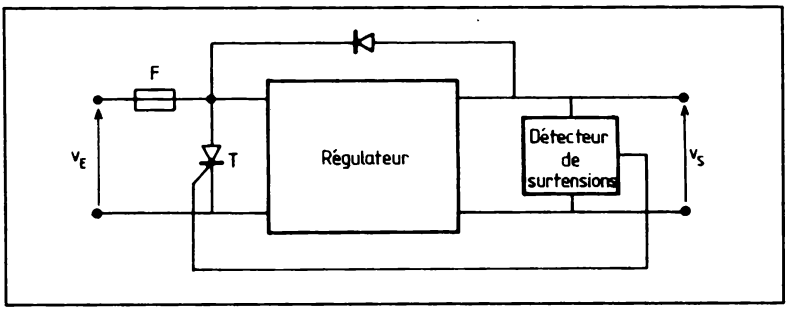


Fig. XI-9 : Autre solution : le thyristor est placé à l'entrée du régulateur.

DETECTEUR A DIODE ZENER

Le circuit le plus simple est représenté à la figure XI-10. La diode Zener doit avoir une tension nominale égale ou légèrement supérieure à la tension de sortie du régulateur. En fonctionnement normal, la diode Zener est bloquée, aucun courant ne traverse donc la résistance R et la tension à ses bornes est nulle. Le thyristor est alors bloqué. En

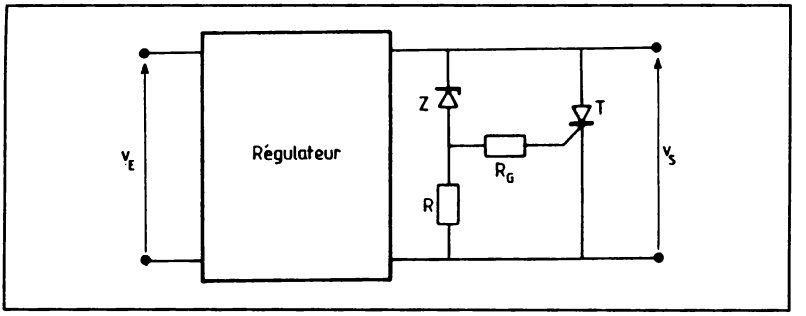


Fig. XI-10 : Détecteur à diode Zener.

cas de surtension, la diode Zener devient passante et le courant qui traverse R développe une tension qui permet l'amorçage du thyristor dès que le seuil de déclenchement est atteint. La charge est alors court-circuitée. Ce montage très simple n'a que des performances médiocres. Il est peu sensible, ne permet pas d'ajustage précis du seuil de déclenchement et n'offre pas de bonnes conditions de commande pour le thyristor.

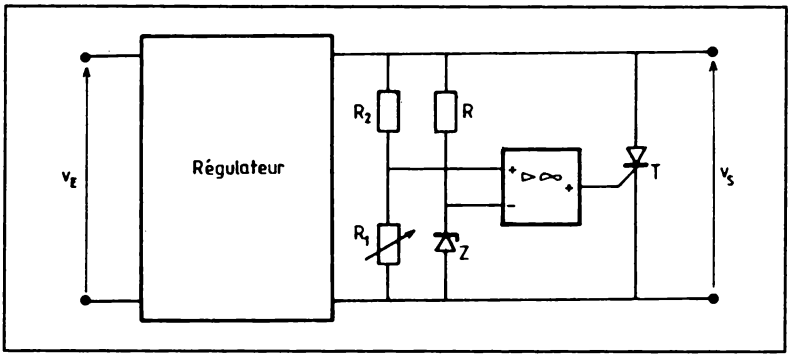


Fig. XI-11 : Détecteur à diode Zener et amplificateur opérationnel.

DETECTEUR A DIODE ZENER ET AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL

On améliore la sensibilité du dispositif et on facilite le réglage en ajoutant un amplificateur opérationnel comme le montre la figure XI-11: Le thyristor s'amorce lorsque v_S atteint :

$$v_{S\prime} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z$$

On ajuste le potentiomètre pour fixer le seuil un peu au-dessus de la tension nominale de l'alimentation (de 0,5 à 2 V de plus). Il est

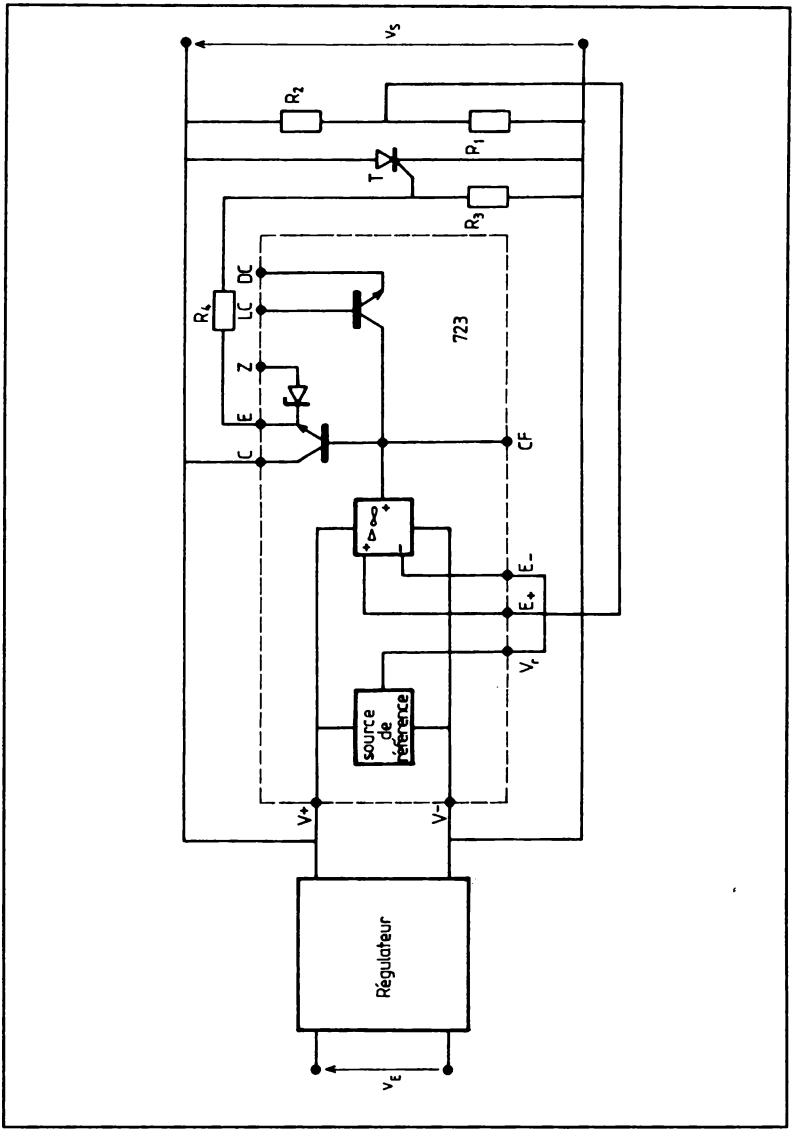


Fig. XI-12 : Détecteur utilisant un circuit intégré 723.

également possible d'utiliser un circuit intégré 723 qui comprend tous les éléments nécessaires à la détection de surtension (figure XI-12).

CIRCUIT INTEGRE SPECIALISE

Il existe quelques circuits spécifiques détecteurs de surtension. On

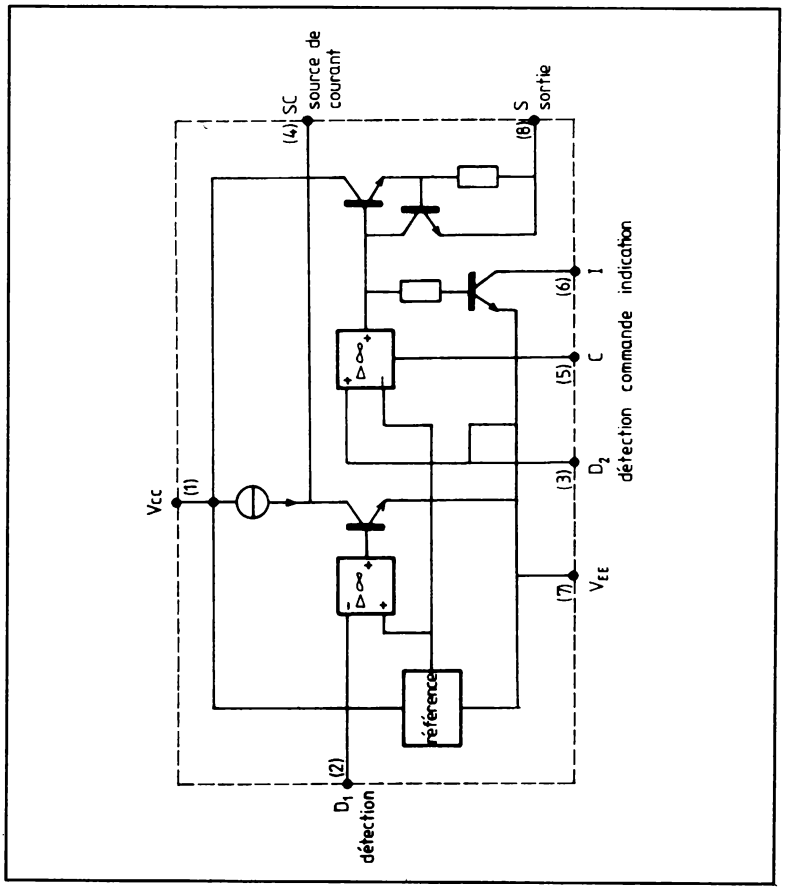


Fig. XI-13 : Schéma fonctionnel du circuit intégré MC3423.

peut citer en particulier le MC3423 de Motorola. Son schéma fonctionnel est indiqué à la figure XI-13. On y remarque une source de référence de 2,6 V, deux comparateurs et une sortie à fort courant. On dispose d'une sortie d'indication (collecteur ouvert) qui signale l'action de la protection et d'une entrée de commande qui permet de déclencher le fonctionnement par un niveau haut TTL ou CMOS 5 V. Une source de courant commandée par l'un des comparateurs peut être utilisée avec un condensateur externe pour fixer une durée minimale de surtension nécessaire au déclenchement de la protection. La configuration de base du circuit est représentée à la figure XI-14. Le seuil de déclenchement est :

$$v_{SI} = (1 + \frac{R_2}{R_1})\ V_r$$

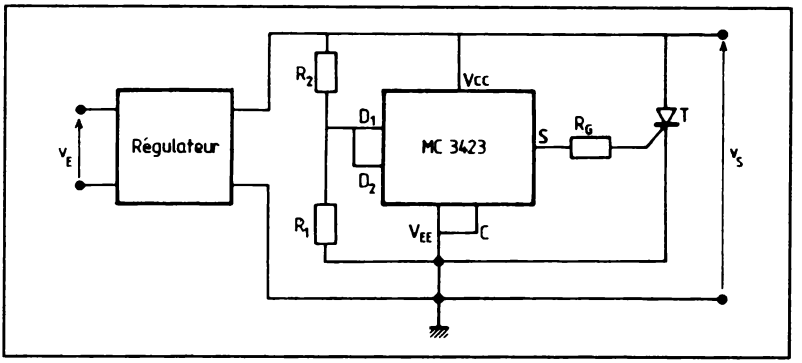


Fig. XI-14 : Application de base du MC3423.

La tension d'alimentation V_{cc}-V_{EE} peut être comprise entre 4,5 et 36 V. La résistance R_G n'est pas indispensable pour une tension inférieure à 11 V. Au-delà, sa valeur minimale est donnée par la courbe de la figure XI-15. Pour réaliser un déclenchement après une certaine durée de surtension, on peut faire appel au montage de la

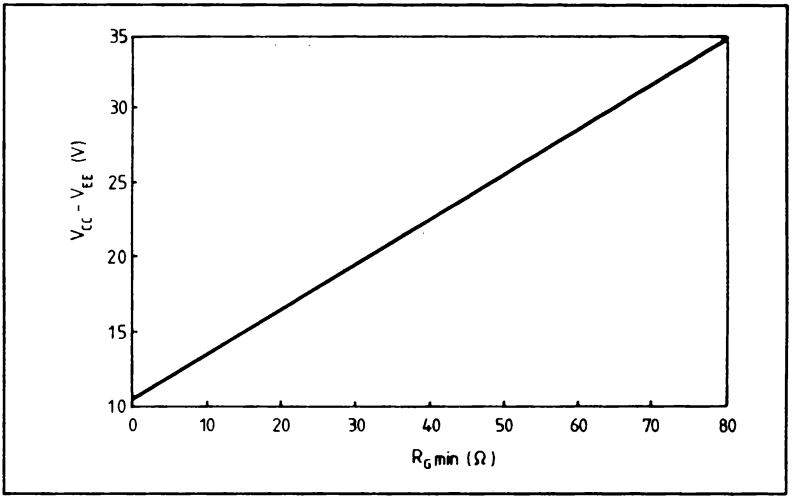


Fig. XI-15 : Courbe permettant le choix de la résistance minimale de gâchette.

figure XI-16. Lorsque la tension dépasse le seuil, la source de courant interne commence à charger le condensateur C. La valeur typique de l'intensité est 0,2 mA. Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint le potentiel de référence, la sortie est activée. La

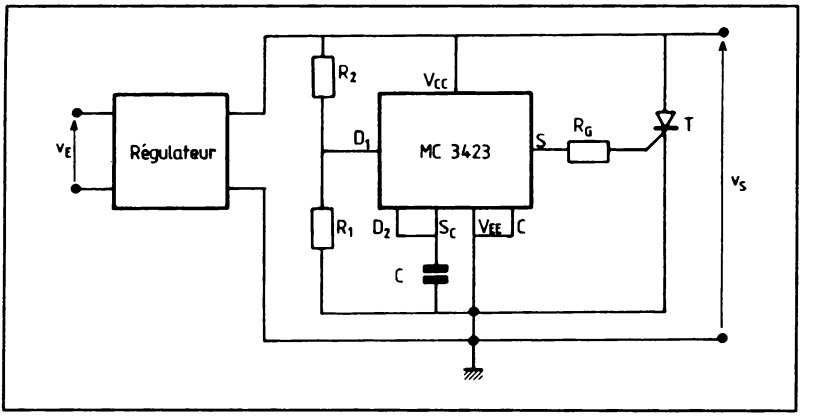


Fig. XI-16 : Retard de déclenchement.

durée minimale de surtension conduisant à un déclenchement est :

$$t_r = \frac{CV_r}{I}$$

On en déduit la valeur à donner à C :

$$C = \frac{It_r}{V_r}$$

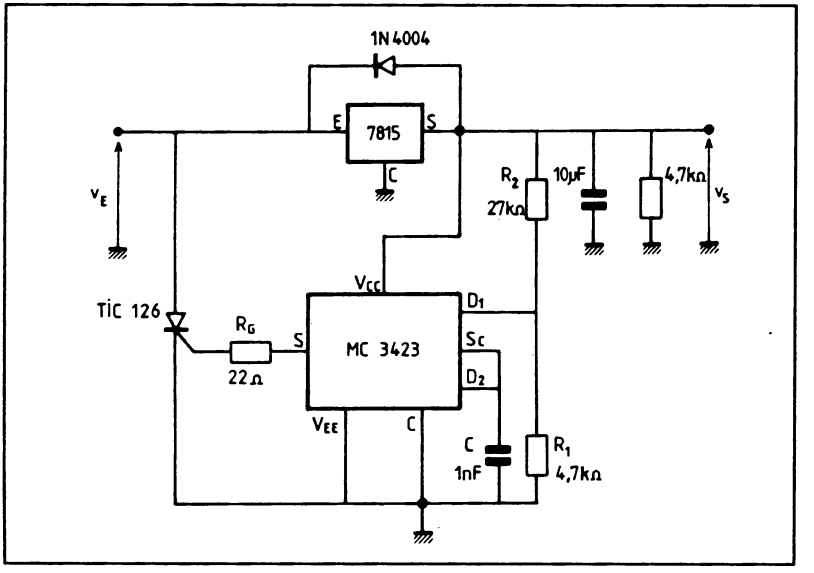


Fig. XI-17 : Exemple de régulateur avec limiteur de tension.

Exemple

On souhaite doter un régulateur 15 V d'un dispositif de limitation de tension. On choisit de déconnecter l'ensemble du régulateur et de la charge en cas de problème. Du fait des brèves surtensions parasites qui peuvent se produire dans l'environnement de l'alimentation, on fixe la durée minimale de la surtension à prendre en compte à environ 10 μs.

Le schéma du montage est indiqué à la figure XI-17. Le thyristor étant placé à l'entrée du régulateur, un fusible est indispensable. Le seuil de déclenchement doit être un peu supérieur à la tension nominale du régulateur. On choisit par exemple 18 V environ. On peut alors calculer :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{18}{2,6} - 1 = 5,92$$

La résistance R_1 doit être inférieure à 10 kΩ afin de minimiser la dérive du système. On prend par exemple $R_1 = 4,7$ kΩ et on calcule :

$$R_2 = 5,92 \times 4,7 = 27,8 \text{ kΩ}$$

On choisit alors la valeur normalisée $R_2 = 27$ kΩ. La capacité du condensateur qui fixe la durée minimale de la surtension est :

$$C = \frac{2.10^{-4} \times 10^{-5}}{2,6} = 7,69.10^{-10} \text{ F}$$

On choisit une valeur nominale de 1 nF. La détermination de ce composant étant assez approximative, il n'est pas nécessaire de

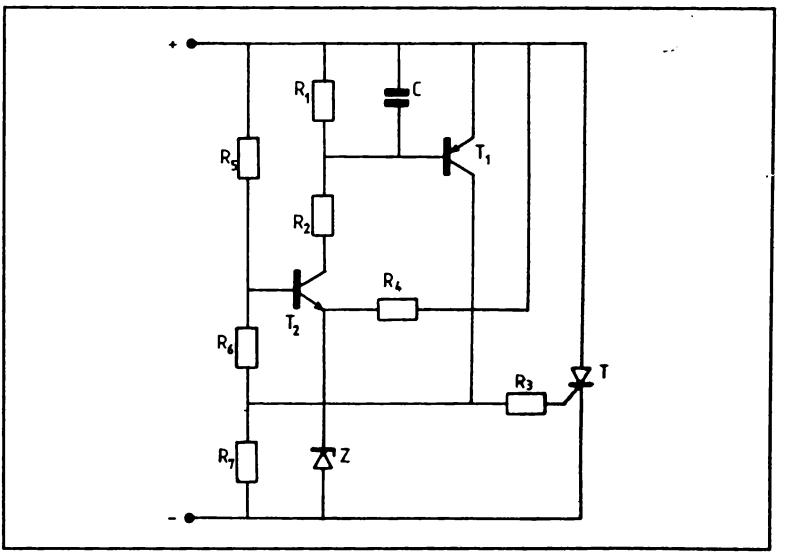


Fig. XI-18 : Schéma d'un limiteur de tension Lambda en technologie hybride.

chercher à plus se rapprocher de la valeur calculée. Enfin, la résistance minimale de gâchette est lue sur la courbe : environ 15 Ω. On choisit une valeur normalisée de 22 Ω, ce qui permet d'avoir un courant de gâchette asez élevé pour obtenir un déclenchement correct du thyristor. Par ailleurs, on remarque qu'une diode est placée entre la sortie et l'entrée du régulateur : elle est nécessaire pour décharger le condensateur de sortie lorsque le thyristor court-circuite l'entrée.

LIMITEURS DE TENSION COMPLETS

On peut trouver des limiteurs comprenant le circuit détecteur et le

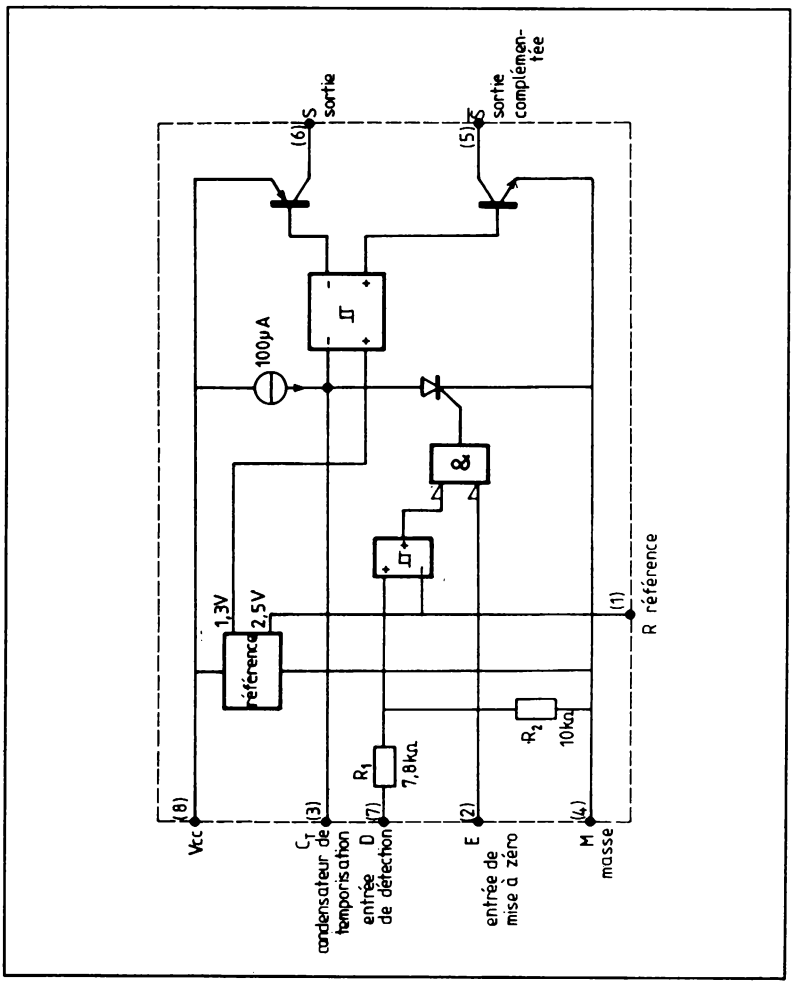


Fig. XI-19 : Schéma fonctionnel du TL7705A.

thyristor sous forme de circuit intégré ou hybride. Ce sont des dispositifs à deux bornes qui n'exigent aucun composant externe. Par exemple, la série L.0V de Lambda comprend divers modèles pour des tensions de sortie comprises entre 5 et 28 V et des intensités maximales de 2 à 35 A. Le schéma de principe de ces composants est donné à la figure XI-18.

SURVEILLANCE

Il est souvent nécessaire de surveiller la tension d'alimentation d'un système programmé afin de détecter les chutes de tension éventuelles. En effet, une petite diminution momentanée risque de fausser les informations contenues dans les mémoires et les registres sans pour autant agir sur l'entrée de remise à zéro du système. Des circuits spécialisés peuvent assurer la surveillance de l'alimentation. Par exemple, le TL7705A est adapté aux dispositifs alimentés en 5 V. Son schéma fonctionnel est donné à la figure XI-19. Le but est de délivrer un signal de mise à zéro quand la tension chute au-dessous d'un seuil fixé ($V_T = 4{,}55$ V pour le modèle décrit) et de maintenir, l'état pendant une certaine durée après le retour à la normale de l'alimentation afin de garantir l'action de remise à zéro sur le système. Le schéma d'application de base est indiqué à la figure XI-20. Le condensateur C branché sur la source de référence minimise

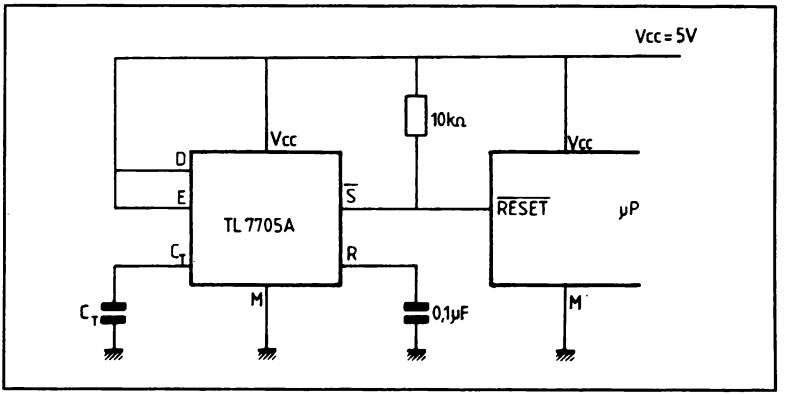


Fig. XI-20 : Application de base du TL7705A pour la surveillance d'un système 5 V.

l'influence des variations d'alimentation. La tension détectée est divisée par le pont R_1, R_2 avant d'être comparée à la référence de 2,5 V. Quand la tension devient inférieure au seuil, le thyristor est amorcé et il décharge le condensateur externe C_T. Le thyristor se bloque lorsque la tension remonte au-dessus du seuil. Le condensateur C_T se recharge par la source de courant interne de

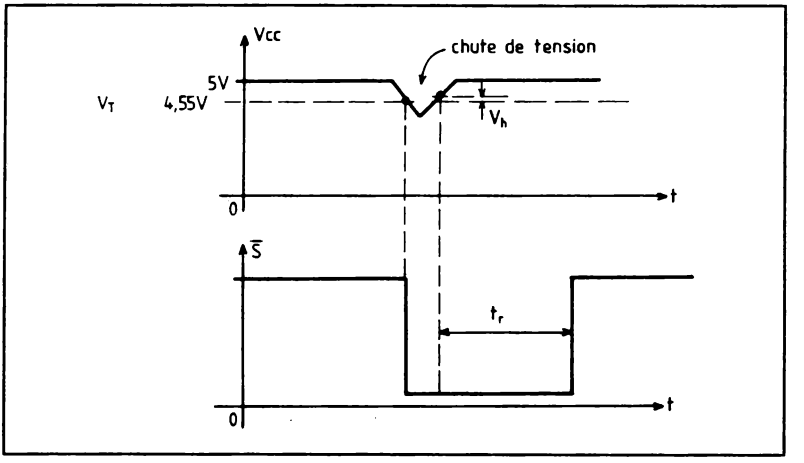


Fig. XI-21 : Chronogrammes de fonctionnement du TL7705A.

100 μA. La tension à ses bornes est comparée à une référence de 1,3 V. Le retard correspondant t_r est calculé par la formule :

$$I = C_T \frac{V_r}{t_r}$$

Soit :

$$t_r = \frac{C_T V_r}{I}$$

Le fonctionnement est résumé par les chronogrammes de la figure XI-21. Une hystérésis V_h évite des oscillations si les variations sont lentes.

CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU SANS BOBINAGE

12

Dans un système ne comportant qu'une alimentation unique, il arrive qu'on doive disposer d'une tension différente pour un circuit intégré particulier. Par exemple, dans un ensemble numérique alimenté en 5 V, on peut avoir besoin d'une tension plus élevée ou d'une tension de polarité opposée pour un circuit analogique (comparateur, amplificateur opérationnel) assurant un rôle d'interface, ou pour un convertisseur numérique-analogique. Le courant demandé ne dépassant pas en général quelques milliampères, il est facile d'obtenir l'alimentation auxiliaire désirée avec des circuits utilisant des commutations périodiques de condensateurs. Cette solution évite l'emploi des bobinages d'un convertisseur à découpage.

PRINCIPE

Le circuit élémentaire est représenté à la figure XII-1. Il s'agit d'une "pompe de charges". On utilise un commutateur double qui permet de brancher le condensateur de pompage C_1 soit aux bornes de l'alimentation principale E (position 1), soit aux bornes du condensateur de stockage C_2 placé en parallèle de la charge (position 2). Ce commutateur sera actionné périodiquement par un générateur de signaux carrés. Le transfert d'énergie se fait par répartition des charges entre les deux condensateurs.

On considère d'abord que le courant demandé au montage par le circuit d'utilisation est négligeable et on choisit $C_1 = C_2 = C$. A la mise sous tension, les condensateurs sont déchargés et $u = 0$. Dès que le commutateur double passe en position 1, le condensateur de pompage se charge instantanément sous la tension E. Le courant

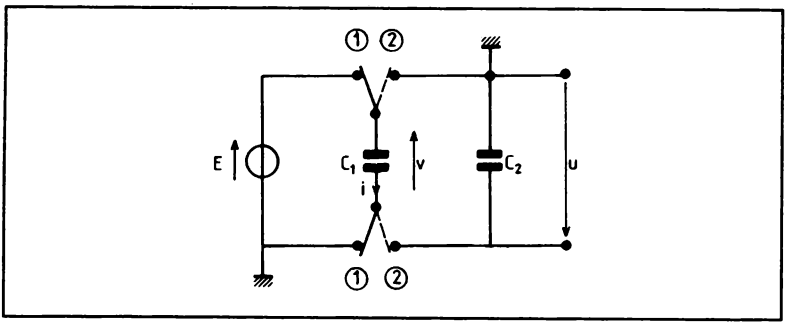


Fig. XII-1 : Pompe de charges.

correspondant est une impulsion car la tension aux bornes de C_1 est discontinue (c'est possible puisque le circuit ne comporte aucune résistance). On peut écrire :

$$v = E\nu$$

et :

$$i = C\frac{dv}{dt} = CE\delta$$

ν étant la fonction échelon unité et δ l'impulsion de Dirac. Pendant une demi-période, le commutateur reste en position 1, v est constante et u est nulle. Quand le commutateur bascule en position 2, la charge emmagasinée par C_1 se répartit entre les deux condensateurs. La tension de sortie prend une valeur u_1 telle que :

$$CE = -2C\,u_1$$

Soit :

$$u_1 = -\frac{1}{2}E$$

La tension aux bornes des condensateurs présente une nouvelle discontinuité et le courant est donc impulsionnel. Pendant la demi-période qui commence, la tension de sortie reste constante car on néglige le débit du montage dans le circuit d'utilisation. Lors de la commutation suivante, de 2 vers 1, la tension aux bornes du condensateur de pompage reprend brusquement la valeur E. Un nouvel échange de charges entre C_1 et C_2 se produit une demi-période plus tard et la tension de sortie passe à la valeur u_2 telle que :

$$CE - Cu_1 = -2C\,u_2$$

Soit :

$$u_2 = -\frac{1}{2}E + \frac{1}{2}u_1$$

En poursuivant le raisonnement, on constate qu'au bout de n

échanges de charges, la tension de sortie vaut :

$$u_n = -\frac{1}{2} E + \frac{1}{2} u_{n-1}$$

On a ainsi une relation de récurrence qui définit, avec la condition initiale $u_o = 0$, la suite des valeurs de la tension de sortie du circuit. On peut en écrire les premiers termes :

$$u_o = 0$$

$$u_1 = -\frac{1}{2} E$$

$$u_2 = -\frac{1}{2} E - \frac{1}{4} E = -\frac{3}{4} E$$

$$u_3 = -\frac{1}{2} E - \frac{3}{8} E = -\frac{7}{8} E$$

L'expression générale de u_n semble être :

$$u_n = -(1 - \frac{1}{2^n}) E$$

On peut démontrer cette formule par récurrence. Si l'on suppose le résultat valable à l'ordre $n-1$, il est également vérifié à l'ordre n. Il suffit en effet d'écrire la loi de récurrence :

$$u_n = -\frac{1}{2} E + \frac{1}{2} u_{n-1}$$

$$u_n = -\frac{1}{2} E + \frac{1}{2} [-(1 - \frac{1}{2^{n-1}}) E]$$

$$u_n = -(1 - \frac{1}{2^n}) E$$

Comme la formule est vérifiée pour l'indice 0, elle est donc applicable quel que soit n. Lorsque n tend vers l'infini, la suite converge vers la valeur $-E$. Les courbes de la figure XII-2 représentent l'évolution des tensions v et u en fonction du temps. Après un régime transitoire qui dure quelques périodes, on atteint le régime permanent qui correspond à :

$$v = E \quad \text{et} \quad u = -E$$

Ces valeurs ne sont jamais rigoureusement obtenues, il s'agit de limites, mais on a un écart inférieur à 5 % lorsque :

$$\frac{1}{2^n} \leq \frac{5}{100}$$

Soit :

$$n \geq \frac{\lg 20}{\lg 2} = 4{,}32$$

Le premier nombre entier qui vérifie cette inégalité est $n = 5$. Cela signifie qu'au bout de cinq périodes de fonctionnement, la tension de sortie diffère de moins de 5 % de sa valeur théorique $-E$. Si l'on tolère un écart moindre, il suffit d'attendre quelques périodes supplémentaires.

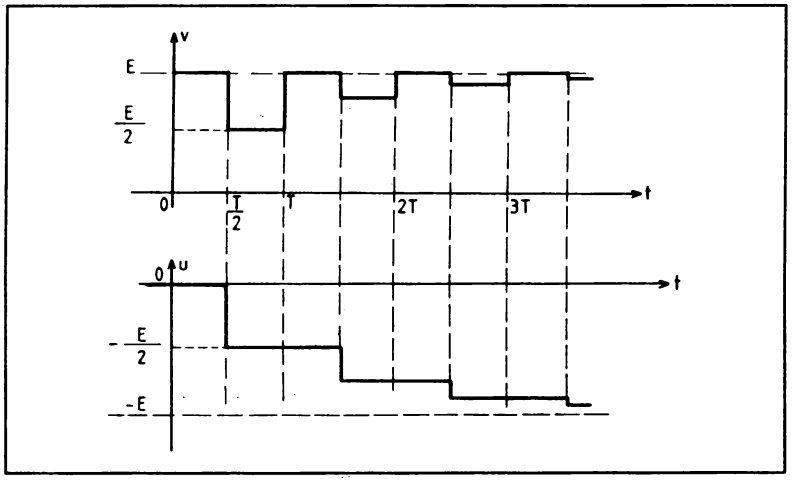


Fig. XII-2 : Evolution des tensions dans la pompe de charges.

L'intérêt de ce montage élémentaire est de permettre l'inversion de signe de la tension d'alimentation. En effet, comme il n'y a jamais contact direct entre la source E et le circuit d'utilisation, on peut connecter la masse du montage sur l'alimentation principale et sur la charge comme on le désire. Le choix de branchement correspondant à la figure XII-1 permet d'obtenir une tension de sortie u négative, en gardant comme référence la masse de l'alimentation principale. On peut donc utiliser simultanément les tensions E et $-E$ pour alimenter un circuit intégré exigeant des tensions symétriques. Toutefois, un certain écart apparaît dans la réalité entre les valeurs théoriques des tensions et les résultats obtenus, même après une durée suffisante à l'extinction du régime transitoire de mise sous tension. Il y a à cela deux raisons essentielles. Tout d'abord, les commutateurs employés présentent des défauts par rapport à l'idéal : résistance non nulle et éventuellement tension de décalage à l'état passant. Ensuite, le circuit d'utilisation consomme un certain courant qui va détourner une partie des charges emmagasinées dans les condensateurs et ainsi modifier les tensions à leurs bornes. Ce dernier phénomène dépend de la capacité des condensateurs et de la fréquence des commutations. Il est donc nécessaire de concevoir le montage en fonction du courant maximal démandé et de la chute de tension correspondante tolérée. Dans certains cas, la valeur exacte de

l'alimentation auxiliaire n'est pas déterminante et il suffit d'assurer la présence de la tension dans une fourchette assez large. Dans d'autres cas, il est nécessaire de disposer d'une alimentation de valeur précise et stable. Il faut alors employer un convertisseur fournissant une tension de valeur absolue nettement supérieure à ce qui est désiré, puis ajouter en sortie un petit régulateur intégré de tension nominale adéquate.
Plusieurs solutions existent pour mettre en œuvre des convertisseurs basés sur le principe qui vient d'être décrit. Une première catégorie de montages est formée de circuits à diodes et condensateurs commandés par un générateur de signaux carrés. Ce dernier peut être l'horloge du système ou un astable indépendant. Une seconde catégorie de réalisations fait appel à des circuits intégrés spécialisés qui se chargent des commutations et ne demandent en général que l'adjonction des condensateurs. Ces deux types de montages sont décrits dans la suite du chapitre.

CONVERTISSEUR A DIODES

Un réseau formé de diodes et de condensateurs est commandé par un générateur de signaux carrés. Après avoir étudié les diverses façons de réaliser ce générateur, nous allons passer en revue les schémas les plus courants de convertisseurs à diodes.

OBTENTION DU SIGNAL CARRE

Le signal de commande nécessaire pour le fonctionnement des convertisseurs envisagés doit avoir les caractéristiques suivantes : niveaux voisins de 0 et de la tension d'alimentation E, rapport cyclique de 50 % et fréquence de l'ordre de quelques kilohertz. Si le système comporte déjà une horloge délivrant un tel signal, il n'est pas nécessaire d'ajouter un générateur autonome. Toutefois, le courant demandé par le convertisseur n'est pas négligeable et il est en général indispensable de prévoir un circuit d'interface permettant de disposer de la puissance nécessaire sans perturber le signal d'horloge. Selon la valeur de l'intensité maximale, on fait appel soit à un simple étage tampon à circuit intégré CMOS, soit à un amplificateur plus puissant à transistors. La figure XII-3 montre un circuit d'interface réalisé à partir d'un unique boîtier d'inverseurs tampons CMOS du type 4009. Cinq de ces inverseurs sont branchés en parallèle pour augmenter le courant de sortie que le montage peut débiter. Il faut rappeler que la mise en parallèle n'est possible que pour des circuits issus du même boîtier. Cet artifice permet également de diminuer la résistance de sortie de l'ensemble, ce qui est favorable à une bonne rapidité des régimes transitoires de charge des condensateurs. Les niveaux de sortie restent voisins de 0 et E, à condition évidemment que le courant demandé ne soit pas excessif (consulter les caractéristiques des circuits CMOS pour évaluer la chute de tension en fonction du

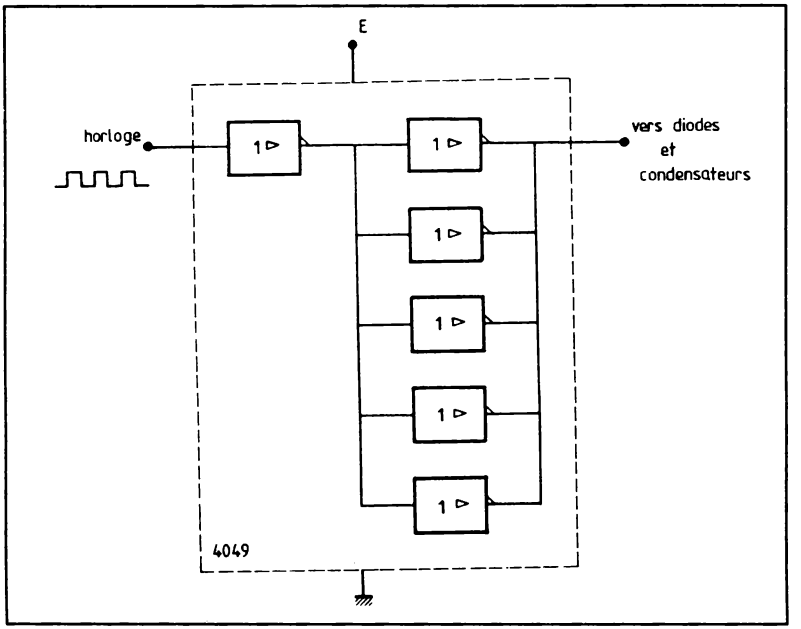


Fig. XII-3 : Etage tampon à circuits logiques CMOS.

courant débité). Pour des intensités plus importantes, on peut utiliser un étage tampon réalisé avec des transistors discrets. La figure XII-4 montre un exemple. Les transistors MOS sont particulièrement indiqués dans ce genre d'applications car ils permettent d'obtenir des niveaux proches de 0 et E.

Lorsque le système ne comprend pas au départ d'horloge interne adéquate, on fait appel à un circuit astable supplémentaire.

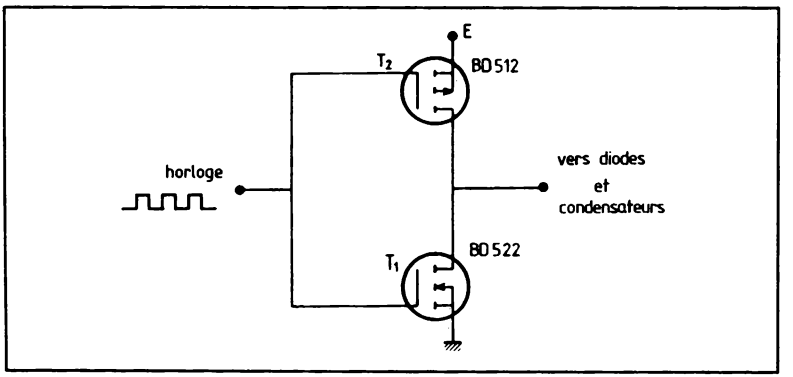


Fig. XII-4 : Etage tampon à transistors MOS.

Beaucoup de solutions différentes sont envisageables : utilisation de transistors discrets, de circuits intégrés logiques ou analogiques. Les solutions les plus souvent rencontrées sont celles qui conduisent à une réalisation simple tout en approchant au mieux les qualités exigées pour ce générateur : niveaux très voisins de 0 et E, courant suffisant en sortie. Les solutions intégrées sont a priori les plus faciles à mettre en œuvre, d'autant qu'elles ne demandent que des composants très répandus. L'exigence sur les niveaux élimine les montages à amplificateur opérationnel puisque les tensions de saturation sont un peu éloignées des alimentations (sauf pour des modèles particuliers à transistors MOS). La solution analogique universellement retenue fait appel à un temporisateur intégré du type 555. En effet, ce circuit a l'avantage de pouvoir débiter un courant assez élevé (200 mA) tout en délivrant des niveaux de sortie qui ne s'éloignent pas trop de 0 et E. Il faut noter que les versions CMOS (ICL7555 ou TLC555) ne conviennent pas ici à cause de leur intensité maximale plus faible. Pour obtenir un astable à rapport cyclique de 50 %, trois solutions peuvent être utilisées : leurs schémas sont donnés à la figure XII-5. Ces différents montages ont été étudiés en détail dans un ouvrage précédent (1). Seuls les résultats sont rappelés ici.
Le premier schéma (a) de la figure XII-5 correspond à la version de base de l'astable à 555. La fréquence et le rapport cyclique (quotient de la durée de l'état haut par la période) de la tension de sortie sont donnés par les formules suivantes :

$$f = \frac{1}{(R_A + 2R_B)C\ln 2}$$

$$\alpha = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B}$$

On constate qu'il est impossible d'obtenir un rapport cyclique rigoureusement égal à 50 % avec ce circuit. On peut toutefois approcher ce résultat en prenant une valeur de R_A beaucoup plus petite que celle de R_B. Il faut simplement respecter la limite imposée par l'intensité maximale autorisée pour le transistor de décharge :

$$R_A \geq \frac{V_{cc}}{I_{max}} \qquad (I_{max} = 200\ mA)$$

Dans ces conditions, la formule de fréquence se simplifie et devient

$$f \approx \frac{1}{2R_BC\ln 2}$$

En général, cette première solution est suffisante. On peut cependant obtenir un rapport cyclique quelconque et donc par exemple 50 % en ajoutant une diode comme dans le deuxième schéma (b) de la figure XII-5. Dans ce cas, les formules de la fréquence et du rapport

(1) Pierre Mayé : "Les circuits intégrés analogiques" (Editions Fréquences).

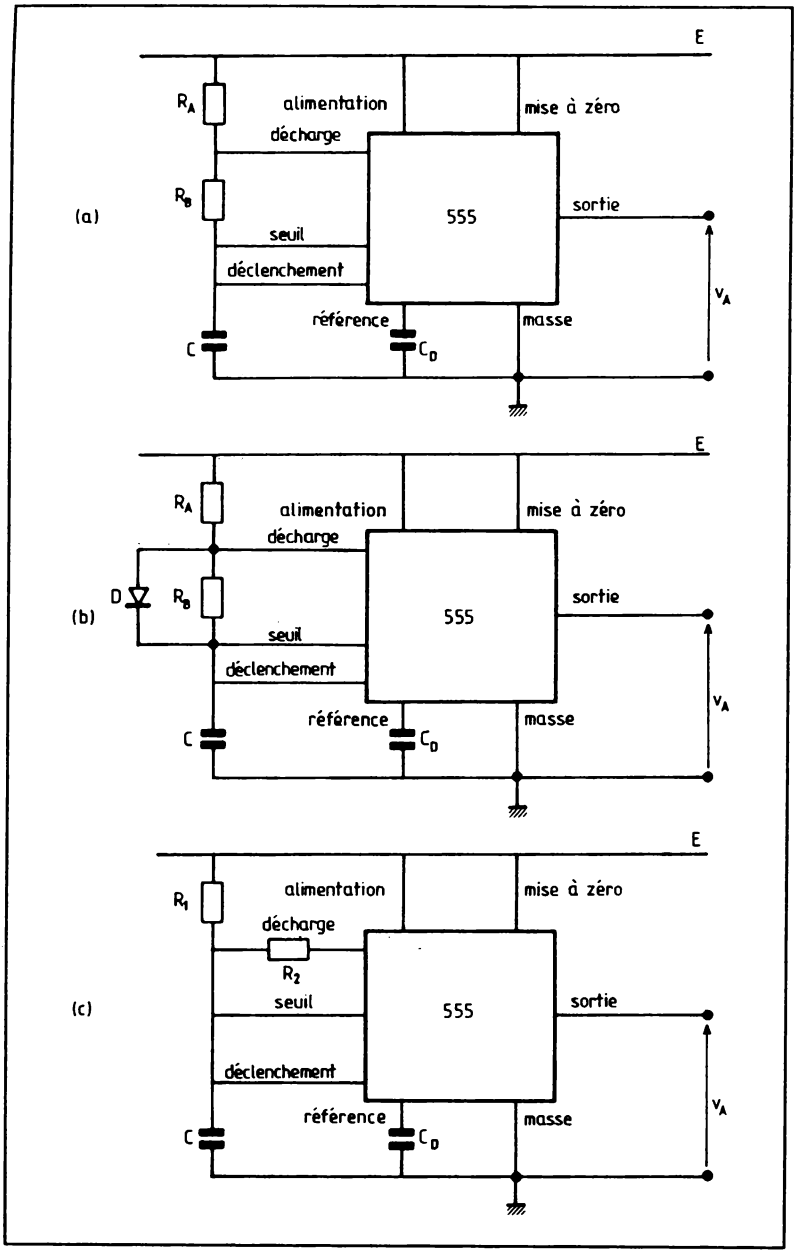


Fig. XII-5 : Trois variantes de l'astable à 555.

cyclique deviennent :

$$f = \frac{1}{(R_A + R_B)C \ln 2}$$

$$\alpha = \frac{R_A}{R_A + R_B}$$

Pour avoir un rapport cyclique de 50 %, il suffit de choisir deux résistances identiques pour R_A et R_B.
Une autre solution permet d'obtenir un rapport cyclique de 50 % sans utiliser de diode. Il faut alors modifier la disposition des résistances comme le montre le troisième schéma (c) de la figure XII-5. La fréquence et le rapport cyclique sont donnés par les formules suivantes :

$$f = \frac{1}{R_1 C \ln 2 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \ln \frac{R_2 - 2R_1}{2R_2 - R_1}}$$

$$\alpha = \frac{\ln 2}{\ln 2 + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \ln \frac{R_2 - 2R_1}{2R_2 - R_1}}$$

Le choix de certaines valeurs pour les résistances permet d'atteindre un rapport cyclique égal à 50 %. Toutefois, la conception de ce dernier montage est un peu plus délicate du fait de la complexité des formules. Un exemple est traité dans l'ouvrage cité plus haut.
En dehors des astables à 555 qui sont de loin les plus fréquents, on rencontre d'autres solutions comme l'emploi de circuits logiques CMOS. Cette technologie permet d'avoir des niveaux de sortie proches de 0 et E, mais le courant disponible en sortie est nettement insuffisant. Il faut donc faire appel à des étages tampons. La figure XII-6 montre deux possibilités en utilisant un boîtier de six inverseurs tampons. En (a), on réalise l'astable dans sa version de base et on ajoute en sortie les quatre inverseurs non utilisés en les branchant en parallèle pour augmenter le courant disponible. En (b), on remplace le deuxième inverseur de l'astable par cinq circuits en parallèle. Les deux solutions sont à peu près équivalentes. Si l'on considère que le basculement d'un inverseur se fait quand sa tension d'entrée passe à la moitié de l'alimentation, le rapport cyclique du signal de sortie est de 50 % et la fréquence est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2\,RC \ln 3}$$

Un certain écart est néanmoins observé dans la pratique en raison de la dispersion des caractéristiques de basculement de la famille CMOS. Cela n'a guère d'importance pour l'application envisagée ici. La résistance R' sert à limiter le courant d'entrée de l'inverseur lorsque la tension appliquée dépasse E ou devient négative. Pour

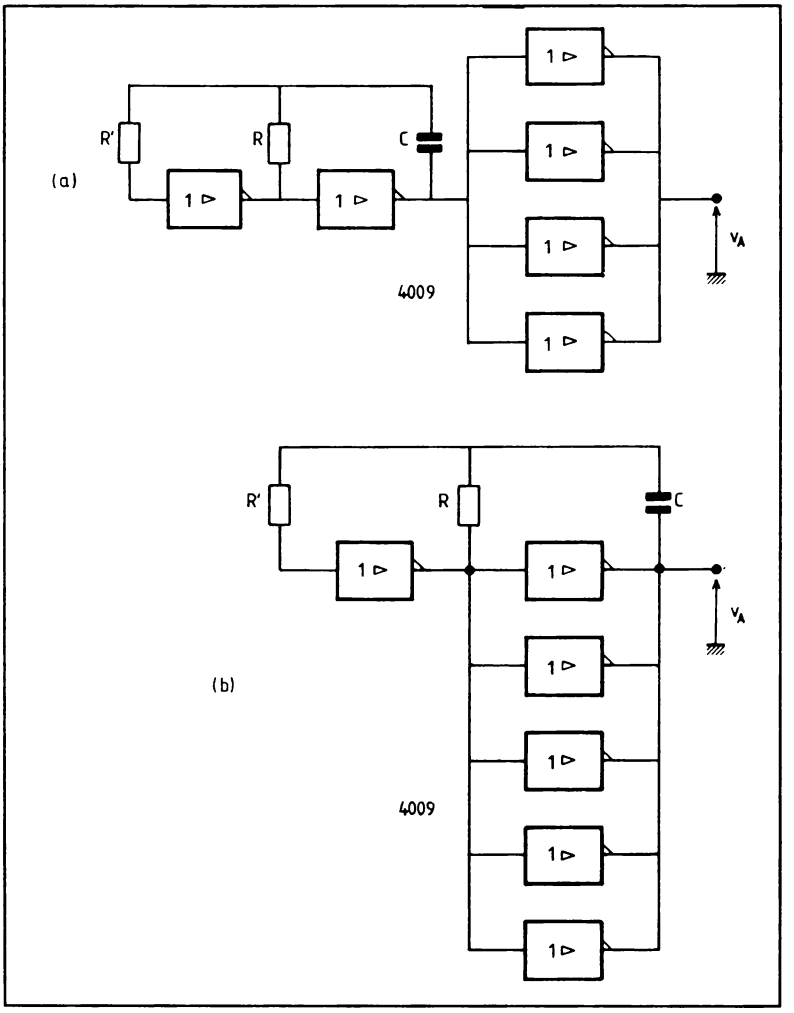


Fig. XII-6 : Deux variantes de l'astable à circuits logiques CMOS.

faire en sorte que la formule de la fréquence citée plus haut soit valable, il faut choisir R' nettement plus élevée que R (au moins dix fois plus grande). Cependant, pour des tensions d'alimentation assez basses, la résistance R' n'est pas indispensable et on peut l'omettre, mais la formule de la fréquence est alors modifiée et le résultat dépend des caractéristiques du réseau de protection de l'inverseur CMOS. Il est donc préférable d'utiliser systématiquement cette résistance supplémentaire.

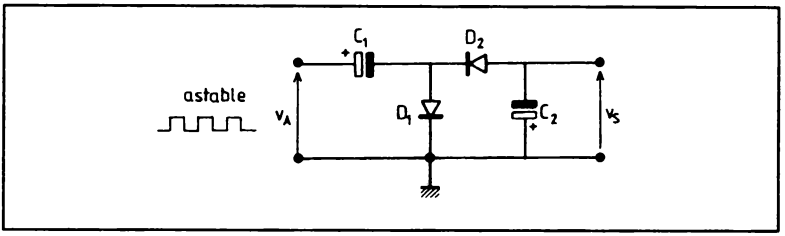


Fig. XII-7 : Schéma de base du convertisseur inverseur.

CONVERTISSEUR INVERSEUR

Une première fonction qui peut être facilement remplie par un convertisseur à diodes est la création d'une alimentation auxiliaire de polarité opposée à celle de l'alimentation principale. Le schéma de base est donné à la figure XII-7. Ce circuit fonctionne sur le principe de la pompe de charges de la figure XII-1. Quand la sortie de l'astable est à l'état haut, le condensateur C_1 se charge sous une tension voisine de v_E par l'intermédiaire de la diode D_1. Lors du passage à l'état bas, la diode D_2 devient passante et les charges stockées se partagent entre C_1 et C_2. Après le régime transitoire, la tension v_S vaut théoriquement $-v_E$ (en idéalisant les différents composants). En pratique, on observe une diminution de la valeur absolue de la tension de l'ordre de 1,5 V à 3 V. Cela est dû en premier lieu aux tensions présentes aux bornes des diodes passantes (environ 0,6 V), à l'écart entre les niveaux de sortie de l'astable et les valeurs 0 et v_E, et enfin à la chute de tension provoquée par le courant

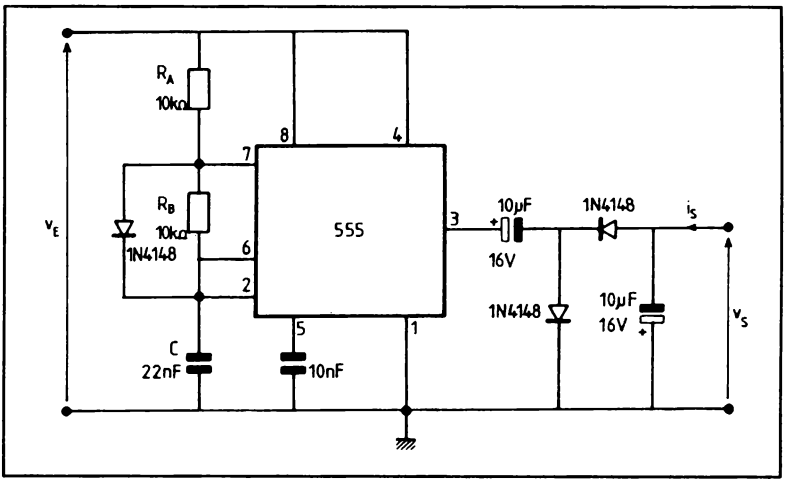


Fig. XII-8 : Exemple de convertisseur inverseur.

destiné aux circuits alimentés. La figure XII-8 montre un premier exemple de réalisation. L'astable est conçu à partir d'un temporisateur 555. Du fait de l'égalité des valeurs de R_A et R_B et de la présence d'une diode en parallèle de R_B, le rapport cyclique est de 50 %. Un léger écart peut être observé par rapport à cette valeur : il est dû à l'imperfection de la diode qui amène une chute de tension de l'ordre de 0,6 V lorsqu'elle est passante. Cela n'a pas d'importance dans le fonctionnement du convertisseur. La fréquence de la tension de sortie vaut :

$$f = \frac{1}{2.10^4 \times 22.10^{-9} \ln 2} = 3\ 280\ \text{Hz}$$

Le convertisseur utilise ensuite deux condensateurs polarisés au tantale de 10 µF et deux diodes de signal 1N4148. L'alimentation de l'astable étant de 12 V, on obtient une tension négative de l'ordre de − 10 V à − 9 V selon le courant débité. L'allure de la caractéristique de sortie est indiquée à la figure XII-9. Il est évident que ce montage n'est utilisable seul que si l'on n'exige que peu de précision sur la valeur de la tension négative désirée. Dans le cas contraire, on peut ajouter en sortie un régulateur à trois bornes comme sur la figure

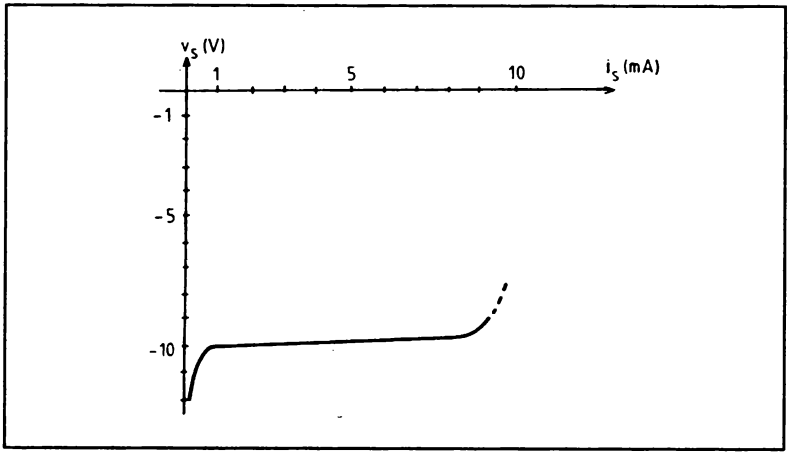


Fig. XII-9 : Allure de la caractéristique de sortie du convertisseur inverseur.

XII-10. Il faut toutefois pouvoir assurer la chute de tension minimale nécessaire au bon fonctionnement de ce circuit intégré (2 à 3 V pour les modèles ordinaires). On peut ici sans problème obtenir une tension stabilisée de − 5 V avec un petit régulateur 79L05 car on dispose d'une tension dont la valeur absolue est d'une petite dizaine de volts. Par contre, on constate qu'il n'est pas possible d'obtenir une tension de − 5 V par cette méthode à partir d'une simple pile de 9 V. Une solution consiste alors à réaliser un régulateur à faible chute

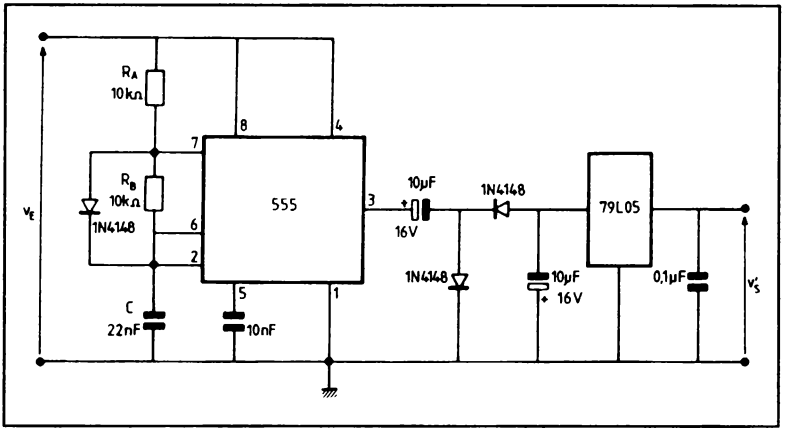


Fig. XII-10 : Convertisseur inverseur avec sortie régulée.

de tension à partir de composants discrets (diodes Zener et transistors). Un autre exemple de réalisation est donné à la figure XII-11. Il fait appel cette fois à un astable à base d'inverseurs CMOS. La fréquence de fonctionnement vaut ici :

$$f = \frac{1}{2 \times 47.10^3 \times 10^{-9} \ln 3} = 9\,680 \text{ Hz}$$

Avec une alimentation de 10 V, on obtient une tension de sortie de l'ordre de -8 V à -7 V pour un débit de quelques milliampères. On peut évidemment modifier les tensions d'alimentation proposées dans les limites autorisées pour le circuit intégré (3 à 15 V pour la famille CMOS 4000).

CONVERTISSEUR ELEVATEUR

Un réseau de diodes et de condensateurs peut également servir à

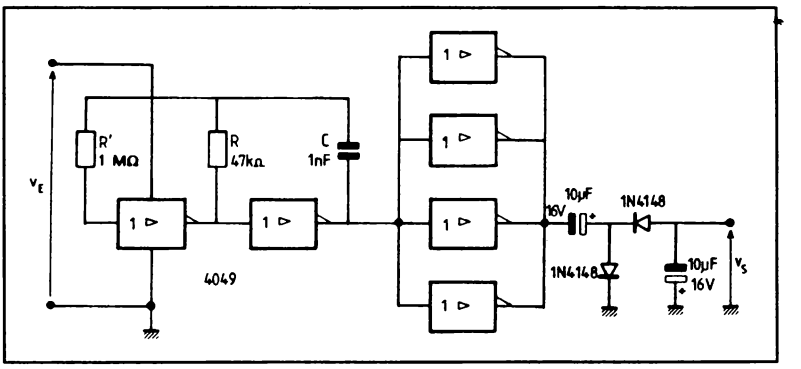


Fig. XII-11 : Autre exemple de convertisseur inverseur.

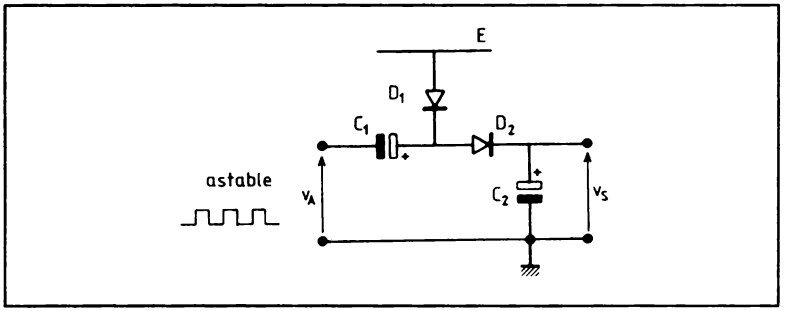


Fig. XII-12 : Schéma de base du convertisseur élévateur.

obtenir une alimentation auxiliaire de même polarité que l'alimentation générale, mais de tension plus élevée. Le schéma de base est celui de la figure XII-12. Lorsque la tension de sortie du générateur de signaux carrés est à l'état bas, la diode D_1 est passante et le condensateur C_1 se charge sous la tension v_E. Lors du passage à l'état haut du signal de commande, la diode D_1 se bloque et la diode D_2 devient passante. Des charges sont échangées entre les deux condensateurs. Après quelques périodes de régime transitoire, la tension de sortie se stabilise à la valeur $2v_E$ (avec des composants idéaux). Pour les mêmes raisons que précédemment, on constate en réalité une chute de tension de quelques volts qui dépend du débit du montage. La figure XII-13 indique le schéma d'un convertisseur élévateur qui permet de disposer d'une tension de l'ordre de 20 à

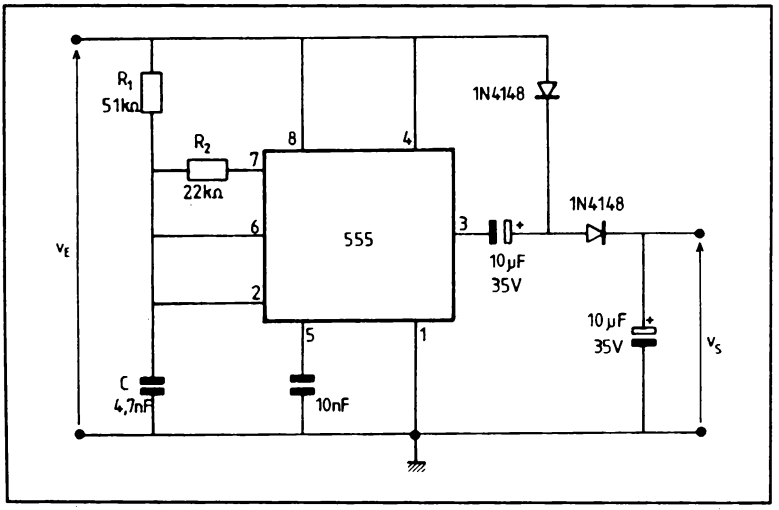


Fig. XII-13 : Exemple de convertisseur élévateur.

22 V pour une alimentation principale de 12 V. On a utilisé un astable à 555 à rapport cyclique de 50 % sans diode. La fréquence de fonctionnement est :

$$f = \frac{1}{2 \times 51.10^3 \times 4{,}7.10^{-9} \ln 2} = 3\,010 \text{ Hz}$$

On a utilisé des valeurs de résistances de la série E24 (22 et 51 kΩ) pour assurer un rapport cyclique de 50 % avec une bonne précision. Toutefois, il est possible de se contenter d'un rapport cyclique un peu différent et de n'utiliser que des résistances choisies dans la série E12. On peut prendre par exemple 22 et 47 kΩ ou encore 27 et 68 kΩ. La figure XII-14 présente un autre exemple qui fait appel à un astable à circuits logiques CMOS. A partir d'une alimentation de 10 V, on obtient environ 16 à 18 V selon le débit.

CONVERTISSEUR INVERSEUR ELEVATEUR

On a constaté l'impossibilité d'obtenir une tension auxiliaire négative

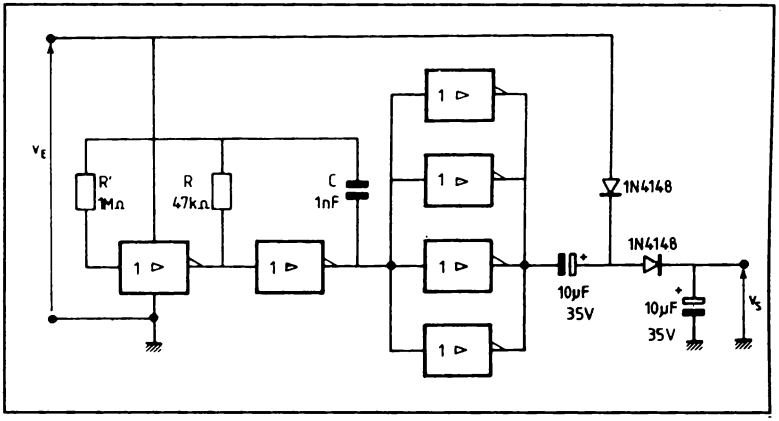


Fig. XII-14 : Autre exemple de convertisseur élévateur.

de même valeur absolue que la tension principale avec le montage inverseur étudié plus haut. Il existe une solution qui fait appel à un réseau un peu plus complexe qui est représenté à la figure XII-15. Lorsque la sortie de l'astable est à l'état haut, les condensateurs C_1 et C_3 se chargent sous la tension v_E. Quand on passe à l'état bas, les charges emmagasinées sont partiellement transférées à C_2 et C_4. Après le régime transitoire, la tension v_S atteint théoriquement $-2v_E$. En réalité, une chute de tension notable apparaît puisqu'il y a quatre diodes en jeu. Le niveau de sortie qui en résulte reste cependant suffisant pour assurer le fonctionnement d'un régulateur intégré fournissant une tension symétrique de celle de l'alimentation

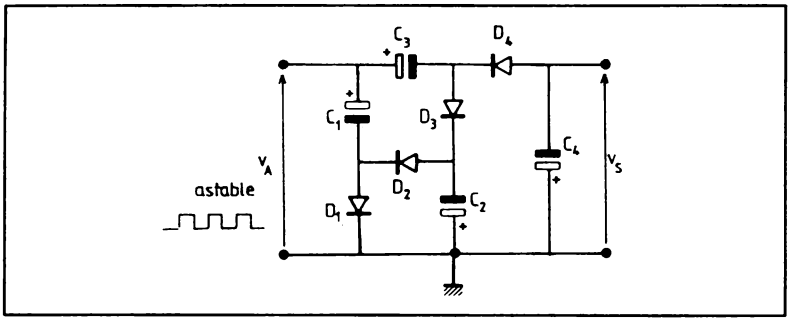


Fig. XII-15 : Schéma de base du convertisseur inverseur élévateur.

principale, à condition de travailler avec une tension d'au moins une dizaine de volts. La figure XII-16 montre le schéma d'un convertisseur délivrant – 15 V à partir de l'alimentation générale 15 V. L'astable met en œuvre un 555 dans sa configuration de base. Le rapport cyclique est d'environ 50 % car on a choisi une résistance R_A nettement plus faible que R_B. On respecte bien la limite autorisée pour le courant dans le transistor de décharge (200 mA) puisque :

$$i_7 = \frac{15}{0{,}15} = 100 \text{ mA}$$

La fréquence de fonctionnement vaut :

$$f = \frac{1}{(150 + 2 \times 27.10^3)10^{-8} \ln 2} = 2\,664 \text{ Hz}$$

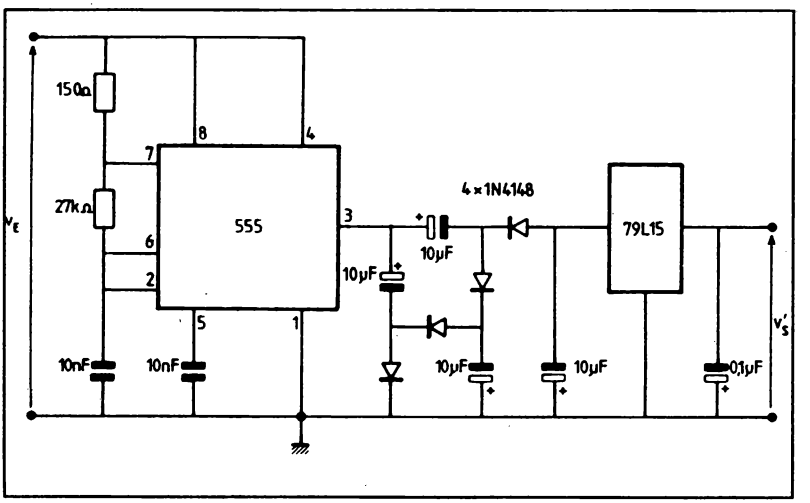


Fig. XII-16 : Exemple de convertisseur inverseur élévateur avec sortie régulée.

Après le réseau de diodes et de condensateurs, on dispose d'une tension négative de l'ordre de -27 à -25 V qu'on abaisse à -15 V avec le régulateur intégré 79L15. Il faut remarquer que cette solution est plus difficilement applicable pour obtenir des tensions symétriques 5 V et -5 V car, compte tenu des chutes de tension dans le convertisseur, le niveau d'entrée nécessaire au bon fonctionnement du régulateur risque de ne plus être assuré. Il faut alors réaliser un régulateur à faible chute de tension.

REGULATION D'UN CONVERTISSEUR

Il est possible d'assurer la régulation directement au niveau du convertisseur à diodes en faisant appel à un circuit intégré conçu pour les régulateurs à découpage classiques. Il faut toutefois choisir un modèle possédant deux commutateurs distincts commandés en

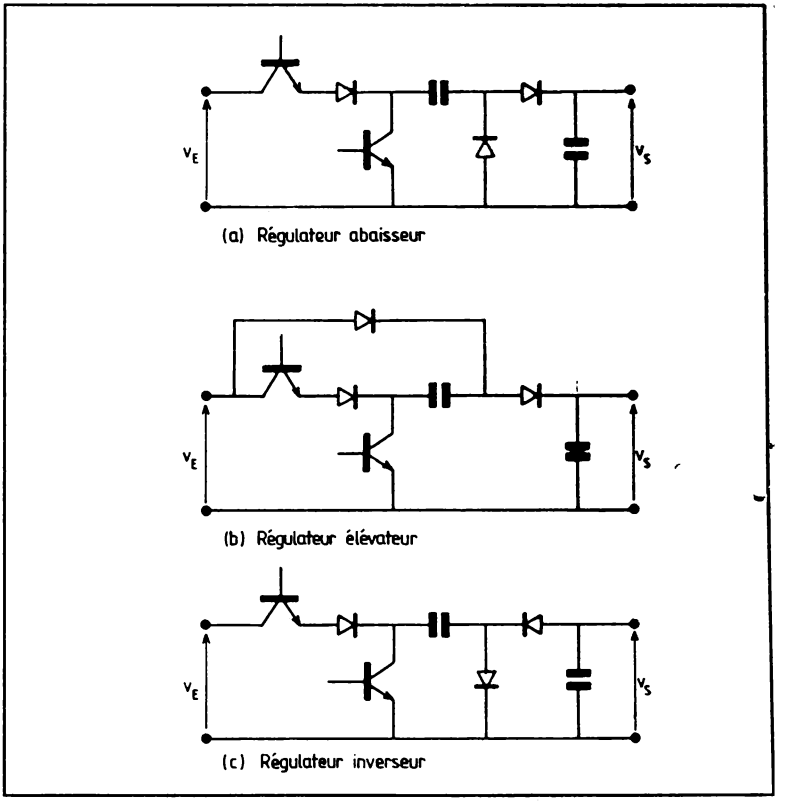


Fig. XII-17 : Trois configurations de base. a) Régulateur abaisseur. b) Régulateur élévateur. c) Régulateur inverseur.

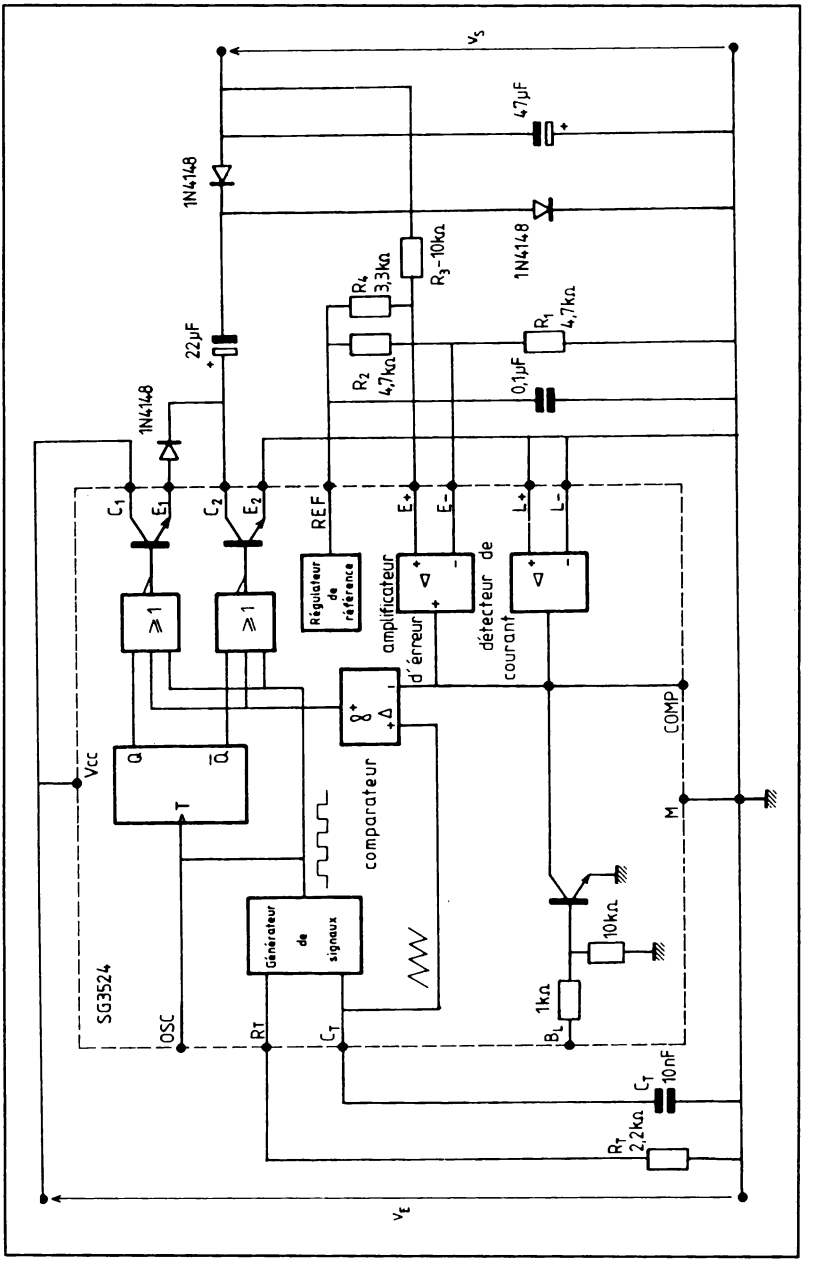


Fig. XII-18 : Régulateur inverseur.

opposition, comme par exemple le SG3524. On peut alors réaliser les trois configurations de base suivant les schémas de principe indiqués à la figure XII-17 (les transistors représentés sont ceux du SG3524). Un exemple de circuit complet est donné à la figure XII-18. Il s'agit d'un régulateur inverseur transformant le 15 V en −5 V. La fréquence des commutations a été choisie de l'ordre de 50 kHz. On a en effet

$$f = \frac{1,15}{R_T C_T}$$

Soit :

$$f = \frac{1,15}{2,2.10^3 \times 10^{-8}} = 52 \text{ kHz}$$

Le diviseur résistif R_1, R_2 permet d'abaisser la tension de référence pour la rendre compatible avec les limites de l'amplificateur d'erreur. Avec deux valeurs égales, la tension présente sur l'entrée inverseuse est :

$$v_- = \frac{V_r}{2}$$

Pour l'entrée non inverseuse, on obtient :

$$v_+ = \frac{R_3 V_r + R_4 v_S}{R_3 + R_4}$$

Du fait du gain élevé de l'amplificateur, on a :

$$v_+ = v_-$$

Et donc :

$$v_S = \frac{R_4 - R_3}{2R_4} V_r$$

Numériquement, on calcule :

$$v_s = \frac{3,3 - 10}{2 \times 3,3} \times 5 = -5 \text{ V}$$

Le convertisseur proprement dit est identique à ceux qui ont déjà été étudiés. Ce montage peut débiter en sortie un courant pouvant atteindre 20 mA.

CIRCUITS INTEGRES SPECIALISES

Il existe des circuits intégrés CMOS destinés plus particulièrement à l'obtention d'une tension négative à partir d'une alimentation positive. Le modèle standard est le ICL7660 développé par GE-Intersil. Des versions améliorées, compatibles broche à broche avec le circuit précédent, sont aux catalogues de plusieurs fabricants : ICL7660S et ICL7662 chez GE-Intersil, LMC7660 et LMC7669 chez National Semiconductor, LTC1044 et LTC1054 chez Linear Technology et Texas Instruments.

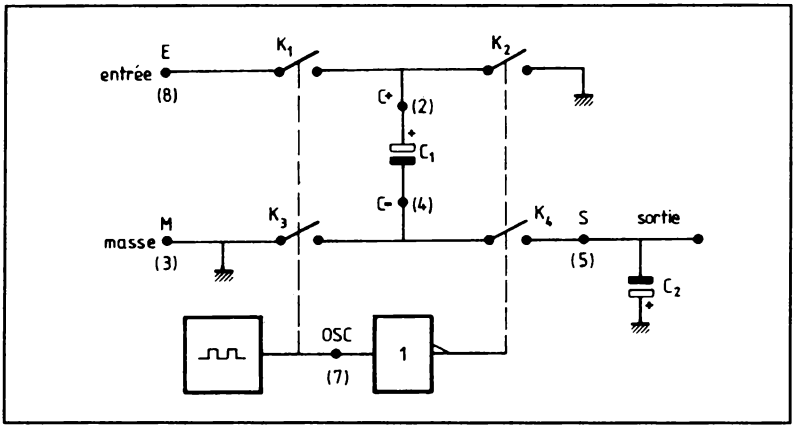


Fig. XII-19 : Principe du circuit ICL7660.

DESCRIPTION

Le fonctionnement découle directement du principe de la pompe de charges. La figure XII-19 montre la configuration de base utilisant quatre interrupteurs MOS commandés par un générateur de signaux carrés et deux condensateurs. Seuls ces derniers éléments sont extérieurs au circuit intégré. Les interrupteurs K_1, K_3 et K_2, K_4 étant commandés de manière complémentaire, on est également dans les mêmes conditions que pour le schéma de principe de la figure XII-1.

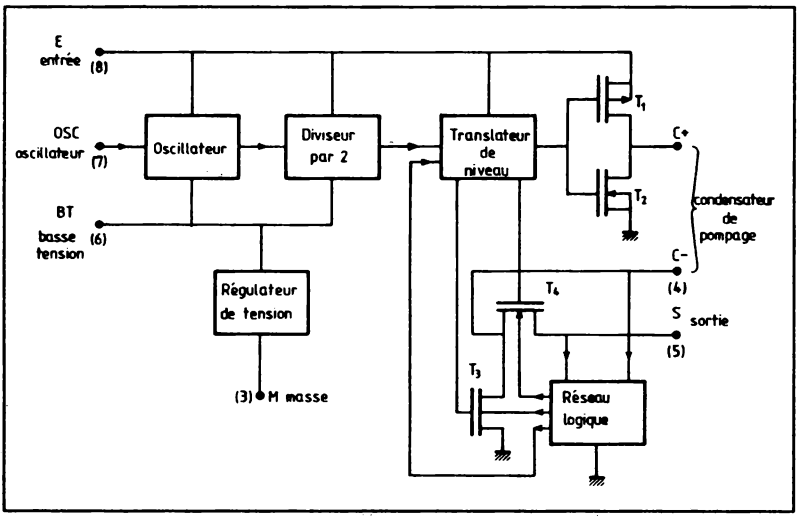


Fig. XII-20 : Diagramme fonctionnel du circuit ICL7660.

Le diagramme fonctionnel de la figure XII-20 représente de façon plus détaillée la structure interne du circuit ICL7660. On y distingue un oscillateur RC associé à un diviseur par 2. Le signal est créé par charges et décharges périodiques d'un condensateur interne dont la capacité est d'environ 10 pF. Le diviseur par 2 permet d'obtenir un rapport cyclique de 50 % (à la fréquence moitié de celle du générateur). Avec une alimentation de 5 V et à la température de 25°C, la fréquence d'oscillation est de 10 kHz. Cette valeur peut être abaissée par l'adjonction d'un condensateur externe entre la borne 7 (OSC) et l'alimentation. Il est également possible de commander la fréquence par une horloge externe branchée sur cette borne 7. Un régulateur série permet de réduire la consommation lorsque la tension d'alimentation est élevée. La mise à la masse de la borne 6 (BT : basse tension) supprime l'action du régulateur afin d'obtenir un fonctionnement correct lorsque la tension d'alimentation est faible (moins de 3,5 V). Pour les tensions plus élevées, cette borne ne doit pas être connectée. Le translateur de niveaux permet d'appliquer des tensions adaptées aux grilles des transistors MOS. Le réseau logique détecte les tensions présentes sur les drains et les sources des transistors de sortie afin d'assurer en permanence une polarisation correcte des substrats.

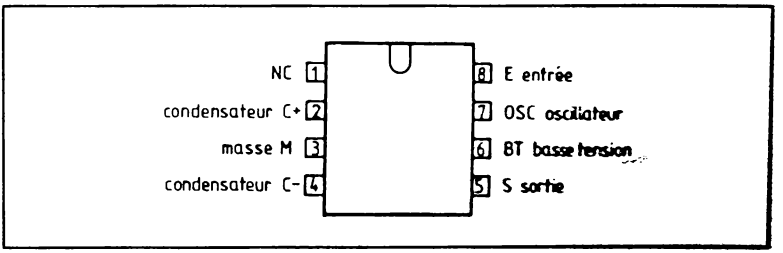


Fig. XII-21 : Brochage du circuit intégré ICL7660.

Le brochage est précisé à la figure XII-21. Le fonctionnement est possible pour des tensions d'entrées comprises entre 1,5 V et 10 V et la sortie est protégée contre les courts-circuits. L'efficacité de la conversion de tension peut atteindre 99,9 % et un rendement de 98 % peut être obtenu pour de faibles courants débités.

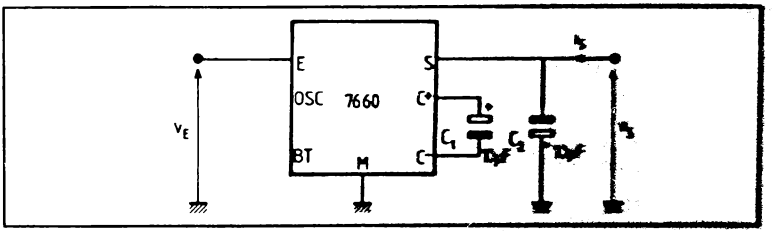


Fig. XII-22 : Convertisseur inverseur (schéma de base).

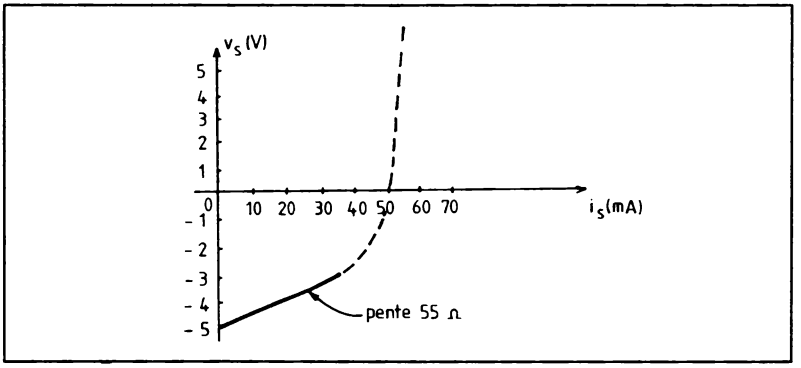


Fig. XII-23 : Caractéristique de sortie du convertisseur inverseur.

CONVERTISSEUR INVERSEUR

C'est l'application de base du circuit intégré ICL7660. Le schéma est donné à la figure XII-22. Les performances de ce montage sont bien supérieures à celles du convertisseur à diodes. En particulier, la tension de sortie à vide est pratiquement égale à l'opposé de la tension d'entrée, grâce à l'excellente efficacité de la conversion de tension. En charge, il se produit une chute de tension ainsi que l'indique la caractéristique de sortie de la figure XII-23 tracée pour une tension d'entrée de 5 V et à la température de 25°C. La résistance de sortie est de 55 Ω. On constate que la caractéristique s'incurve de plus en plus lorsque le courant augmente (partie en tirets), ce qui conduit à une auto-protection contre une dissipation de puissance excessive. La résistance de sortie augmente pour les faibles tensions d'entrée comme le montre la figure XII-24. Cet inconvénient

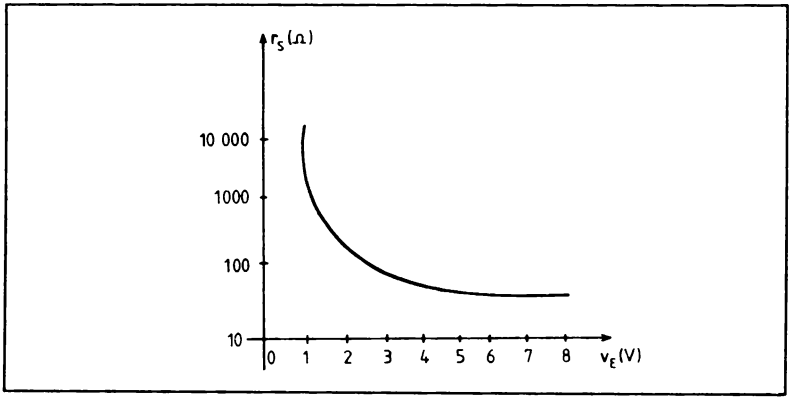


Fig. XII-24 : Variation de la résistance de sortie en fonction de la tension d'entrée.

peut être atténué en court-circuitant le régulateur série interne par la mise à la masse de la borne BT (tensions inférieures à 3,5 V). Pour des tensions élevées, il est nécessaire d'ajouter une diode externe pour protéger le circuit (figure XII-25). Une chute de tension supplémentaire de 0,6 V apparaît alors. Cette diode, indispensable pour le circuit ICL7660 lorsque la tension d'entrée dépasse 6,5 V, n'est plus requise pour les versions améliorées (ICL7660S,

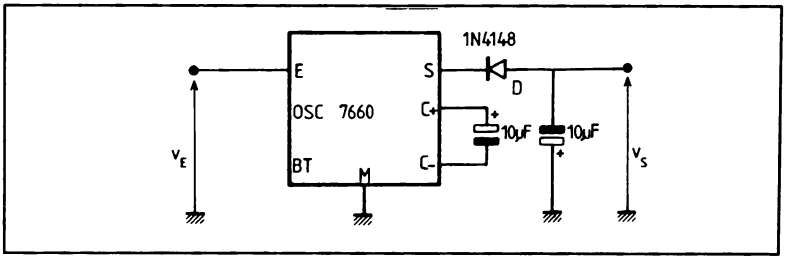


Fig. XII-25 : Avec la version de base du circuit ICL7660, une diode externe est nécessaire si la tension d'entrée est supérieure à 6,5 V.

LMC7660...). Pour obtenir la meilleure efficacité possible pour la conversion de tension, il faut abaisser la fréquence des commutations (figure XII-26). Pour cela, on peut ajouter un condensateur externe qui vient en parallèle du condensateur interne de l'oscillateur (figure

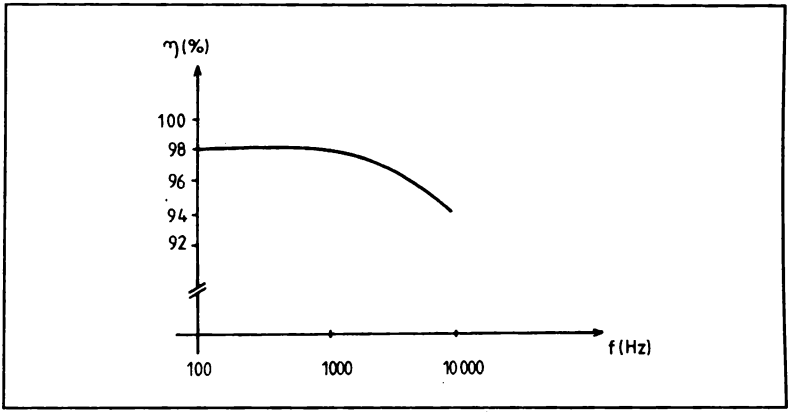


Fig. XII-26 : Influence de la fréquence d'oscillation sur le rendement du convertisseur (v_E = 5 V ; i_S = 1 mA).

XII-27). La fréquence obtenue est indiquée par l'abaque de la figure XII-28. Il est enfin possible de synchroniser le fonctionnement sur une horloge extérieure comme le montre la figure XII-29. A cause du

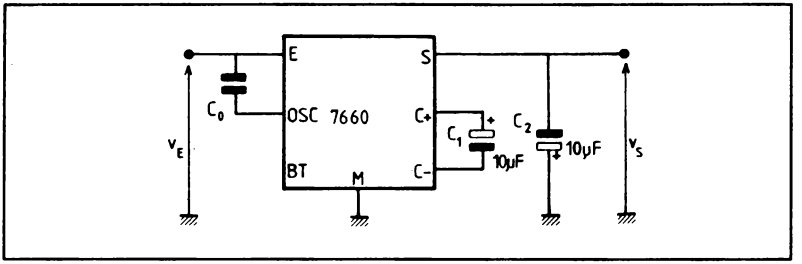


Fig. XII-27 : L'adjonction du condensateur C_0 permet de diminuer la fréquence de fonctionnement.

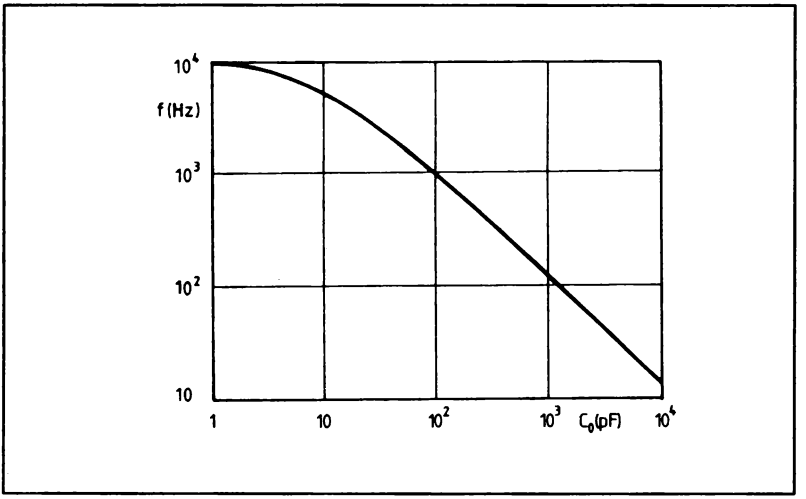


Fig. XII-28 : Abaque permettant le choix de la capacité C_0 pour obtenir une fréquence donnée.

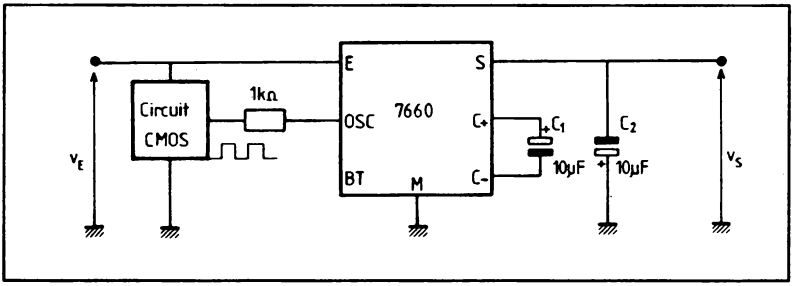


Fig. XII-29 : Synchronisation sur une horloge externe.

diviseur interne, la fréquence de fonctionnement est la moitié de celle de l'horloge.
Lorsque la chute de tension provoquée par le courant débité est excessive, il est possible de la diminuer en plaçant plusieurs circuits en parallèle. La figure XII-30 indique le schéma de cette association pour deux circuits. Les entrées sont reliées, les condensateurs de pompage sont distincts pour chaque circuit intégré et les sorties sont connectées ensemble sur un même condensateur réservoir. Puisque

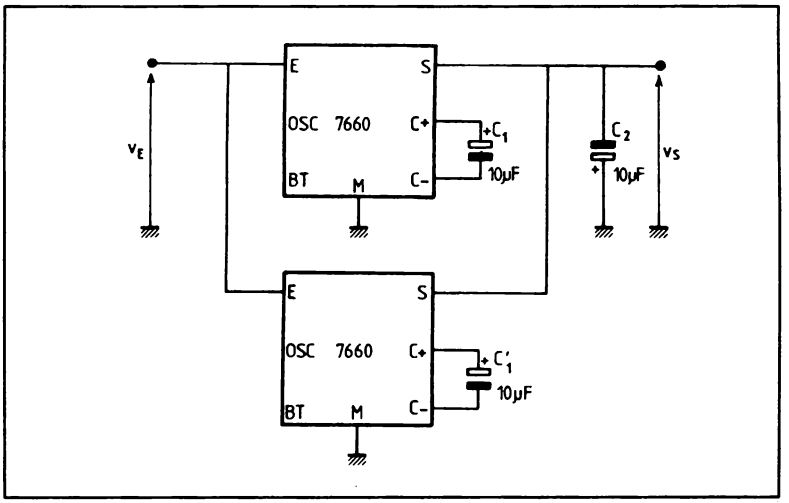


Fig. XII-30 : La mise en parallèle de plusieurs circuits permet de diminuer la résistance de sortie.

les tensions d'entrée sont identiques, les forces électromotrices des générateurs de Thévenin équivalents à la sortie de chaque circuit sont égales. Les résistances internes sont aussi les mêmes. On a donc une association en parallèle de deux générateurs de tension identiques. Comme le montre la figure XII-31, le modèle de Thévenin de la sortie de l'ensemble présente la même force électromotrice, mais une résistance divisée par 2. La chute de tension en charge sera réduite dans les mêmes proportions. On peut associer plus de deux circuits pour encore diminuer la résistance interne. Ainsi, pour n voies en parallèle, on obtient une résistance de sortie :

$$r'_S = \frac{r_S}{n}$$

Une autre combinaison intéressante est la mise en cascade qui permet d'augmenter la valeur absolue de la tension de sortie. Le schéma est celui de la figure XII-32. La sortie du premier circuit est reliée à la

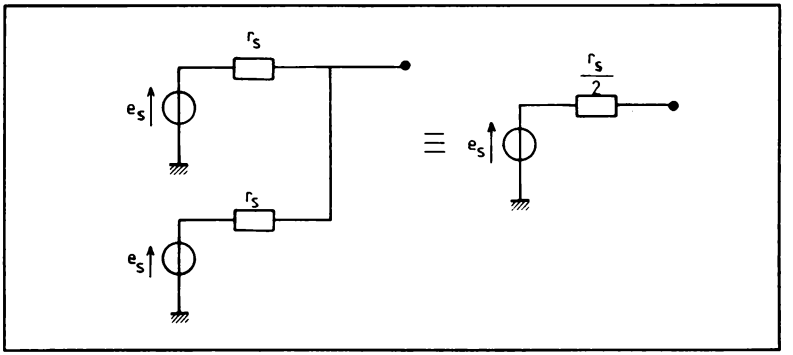


Fig. XII-31 : Générateur de Thévenin équivalent à la sortie de deux circuits en parallèle.

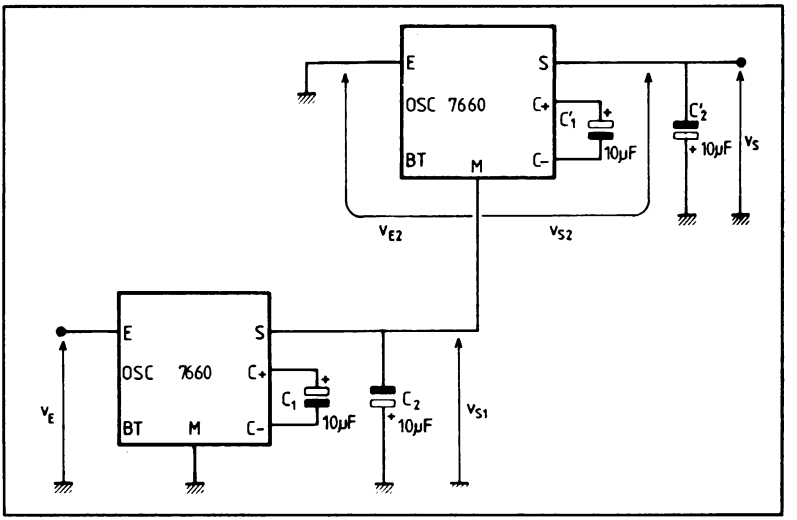


Fig. XII-32 : Mise en cascade de deux circuits.

borne de masse du second, tandis que l'entrée de ce deuxième circuit est mise à la masse. La tension obtenue vaut :

$$v_S = -2v_E$$

La démonstration de ce résultat est immédiate, il suffit d'écrire les quatre relations (voir le schéma) :

$$v_S = v_{S1} + v_{S2}$$

$$v_{S1} = -v_E$$

$$v_{S2} = -v_{E2}$$

$$v_{E2} = -v_{S1}$$

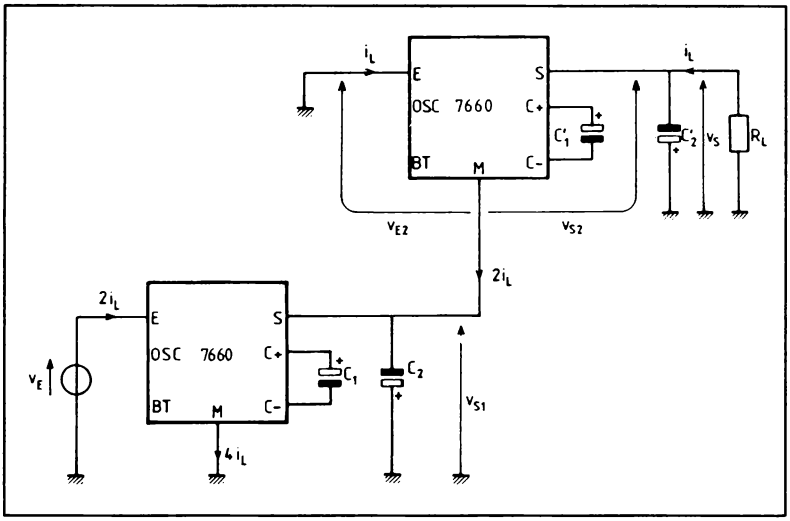


Fig. XII-33 : Circulation des courants pour des circuits en cascade.

En charge, la chute de tension est supérieure à celle obtenue pour le simple convertisseur. La figure XII-33 montre la circulation des courants dans le montage, en négligeant la consommation propre des circuits. La tension de sortie du premier étage est :

$$v_{S1} = -v_E + 2r_S i_L$$

Après le second circuit, on obtient :

$$v_{S2} = v_{S1} + r_S i_L = -v_E + 3r_S i_L$$

Finalement, la tension de sortie du montage complet est :

$$v_S = v_{S1} + v_{S2}$$

Soit :

$$v_S = -2v_E + 5r_S i_L$$

La résistance de sortie de l'ensemble est donc cinq fois plus grande que celle du convertisseur élémentaire :

$$r'_S = 5r_S$$

On peut multiplier le nombre d'étages afin de disposer d'une tension de valeur absolue élevée. Avec n circuits, on a :

$$v_S = -nv_E$$

Cependant, le nombre sera limité par la chute de tension qui devient vite prohibitive. En effet, la généralisation de l'étude de la circulation des courants montre que la résistance de sortie augmente rapidement avec le nombre d'étages.

REDRESSEURS ELEVATEURS DE TENSION

13

Les redresseurs élévateurs de tension permettent de réaliser facilement des générateurs fournissant des tensions élevées lorsque le débit est faible. Ces montages ne font appel qu'à des diodes et des condensateurs et sont branchés sur le secteur ou sur une autre source de tension alternative. On les utilise par exemple pour l'alimentation des tubes cathodiques dans les oscilloscopes. Toutefois, la concurrence des alimentations à découpage a réduit leur domaine d'emploi.

REDRESSEURS DOUBLEURS DE TENSION

DOUBLEUR DE SCHENKEL

Le circuit se compose de deux diodes et deux condensateurs (figure XIII-1). On considère tout d'abord le montage à vide. Supposons que la mise sous tension s'effectue à un instant où la tension

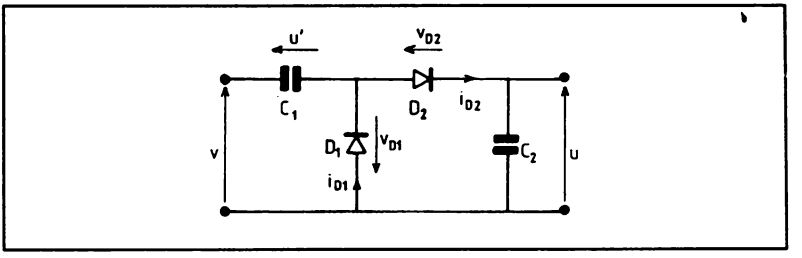


Fig. XIII-1 : Doubleur de Schenkel.

sinusoïdale appliquée à l'entrée passe par 0 en croissant. L'origine des temps étant fixée à ce moment, on a :

$$v = V_M \sin \omega t$$

On choisit deux condensateurs de même capacité :

$$C_1 = C_2 = C$$

Dans une première phase, la tension v est positive et croissante. La diode D_1 est bloquée tandis que D_2 est passante. Les condensateurs C_1 et C_2 se trouvent connectés en série (figure XIII-2). Ces deux éléments se chargent progressivement. Comme les capacités sont identiques, on a :

$$u = u' = \frac{v}{2}$$

Le courant dans la maille s'écrit :

$$i = \frac{C}{2} \frac{dv}{dt}$$

La diode D_2 reste passante tant que le courant est positif, c'est-à-dire tant que la tension v est croissante. Les deux condensateurs se

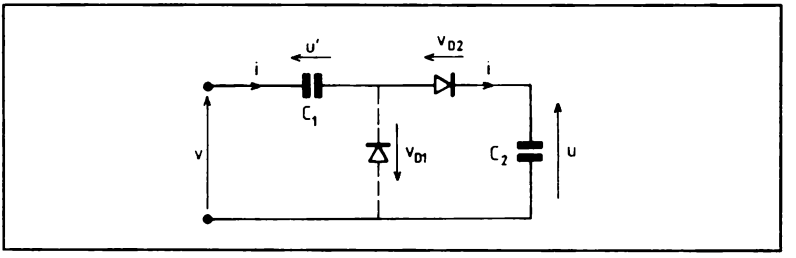


Fig. XIII-2 : Cas D_1 bloquée et D_2 passante.

chargent ainsi jusqu'à la moitié de l'amplitude V_M de v. Pendant toute cette phase, la tension v_{D2} est restée nulle (diode passante) tandis que la tension v_{D1} a suivi les variations de la tension de sortie :

$$v_{D1} = -u$$

Lorsque v atteint son maximum V_M, la diode D_2 se bloque (le courant ne peut pas devenir négatif). Une deuxième phase du fonctionnement commence. La diode D_1 reste bloquée puisqu'elle est polarisée en inverse. Il n'y a aucun courant dans le circuit et les tensions aux bornes des condensateurs restent constantes :

$$u = u' = \frac{V_M}{2}$$

Les tensions aux bornes des diodes s'écrivent :

$$v_{D1} = u' - v$$

$$v_{D2} = v - u' - u$$

Les diodes restent bloquées tant que ces tensions sont négatives.

Comme v décroît, la tension v_{D1} s'annule lorsque v atteint la valeur de u', soit $\frac{V_M}{2}$. A ce moment, D_1 devient passante et une troisième phase commence. D_2 reste bloquée puisqu'elle est polarisée en inverse. Le condensateur C_1 se charge selon le circuit de la figure XIII-3. Les tensions aux bornes des condensateurs sont :

$$u' = v$$

$$u = \frac{V_M}{2}$$

Les tensions aux bornes des diodes sont :

$$v_{D1} = 0$$

$$v_{D2} = -u$$

Le courant dans le circuit est :

$$i' = -C\frac{dv}{dt}$$

La diode D_1 reste passante tant que ce courant est positif, ce qui exige que la tension d'entrée soit décroissante. Au moment où v atteint son

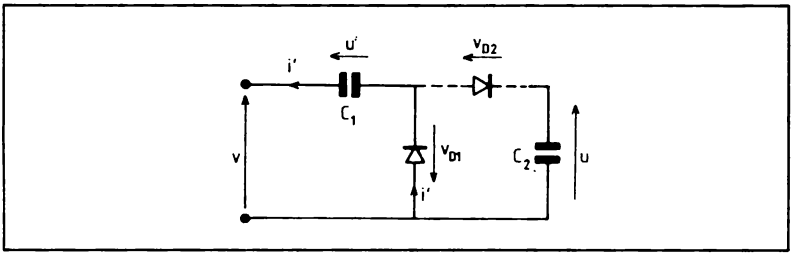


Fig. XIII-3 : Cas D_1 passante et D_2 bloquée.

minimum $-V_M$, D_1 se bloque et on aborde une quatrième phase. Les tensions aux bornes des condensateurs valent :

$$u' = -V_M$$

$$u = \frac{V_M}{2}$$

Les tensions aux bornes des diodes s'écrivent :

$$v_{D1} = u' - v$$

$$v_{D2} = v - u' - u$$

La diode D_2 se débloque quand v_{D2} atteint la valeur de $u + u'$, soit

$$v = -\frac{V_M}{2}$$

On recommence alors une phase analogue à la première. Seules les

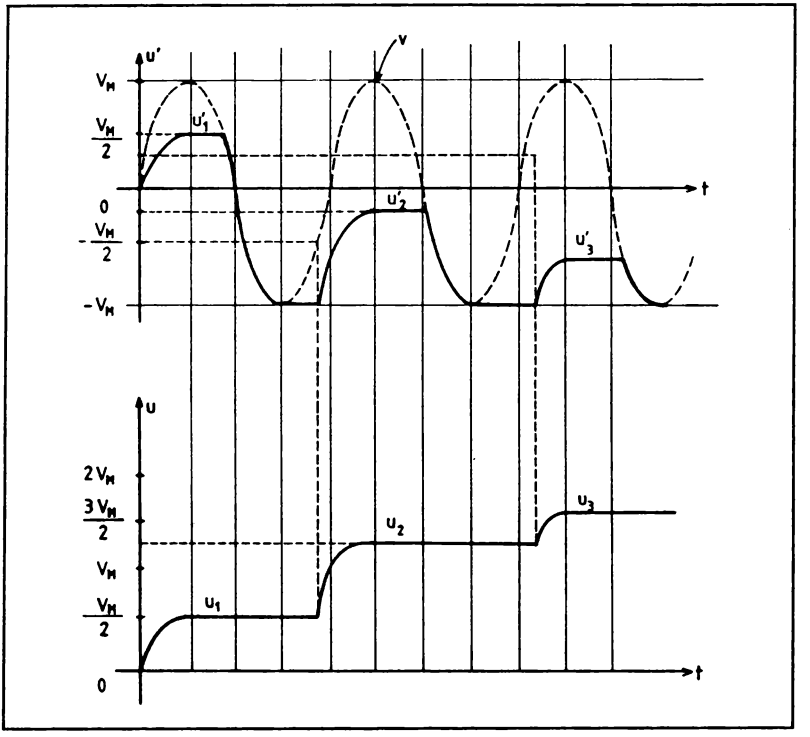


Fig. XIII-4 : Courbes des tensions en régime transitoire pour le doubleur à vide.

conditions initiales de charge des condensateurs sont différentes. On va donc voir se succéder des séquences de quatre phases au cours desquelles la tension de sortie progresse régulièrement. Les courbes des différentes tensions en fonction du temps sont représentées à la figure XIII-4. On voit apparaître une suite de niveaux constants : u_1, u_2, u_3... pour la tension u et u'_1, u'_2, u'_3... pour la tension u'. Ces valeurs sont liées entre elles. Dans les phases où D_2 est passante et D_1 bloquée, on a :

$$C_1 \frac{du'}{dt} = C_2 \frac{du}{dt}$$

Donc :

$$u = u' + k$$

La différence des tensions aux bornes des deux condensateurs est donc constante lors de ces phases. On peut obtenir une première relation en considérant le début et la fin d'une telle phase :

$$u_n - u'_n = u_{n-1} + V_M$$

Une seconde relation est donnée par la condition de fin de ces phases : la tension d'entrée v atteint son maximum V_M. Comme v est la somme des tensions aux bornes des condensateurs (puisque v_{D2} est nulle), on peut écrire :

$$u_n + u'_n = V_M$$

La somme et la différence des deux équations précédentes fournissent une relation de récurrence pour la suite (u_n) des valeurs constantes de la tension u et une relation entre u_{n-1} et u'_n :

$$u_n = \frac{1}{2} u_{n-1} + V_M$$

$$u'_n = -\frac{1}{2} u_{n-1}$$

La suite (u_n) est parfaitement définie par la relation de récurrence et le premier terme :

$$u_1 = \frac{V_M}{2}$$

On peut expliciter quelques termes de la suite :

$$u_2 = \frac{V_M}{4} + V_M$$

$$u_3 = \frac{V_M}{8} + \frac{V_M}{2} + V_M$$

$$u_4 = \frac{V_M}{16} + \frac{V_M}{4} + \frac{V_M}{2} + V_M$$

.
.
.
.

Le terme général est donc :

$$u_n = V_M\left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \ldots\ldots + \frac{1}{2^{n-2}}\right) + \frac{V_M}{2^n}$$

Soit :

$$u_n = V_M \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{2^{k-1}} + \frac{V_M}{2^n}$$

On a à effectuer la somme des termes d'une progression géométrique de raison $\frac{1}{2}$, ce qui donne :

$$\sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{2^{k-1}} = \frac{1 - \frac{1}{2^{n-1}}}{1 - \frac{1}{2}}$$

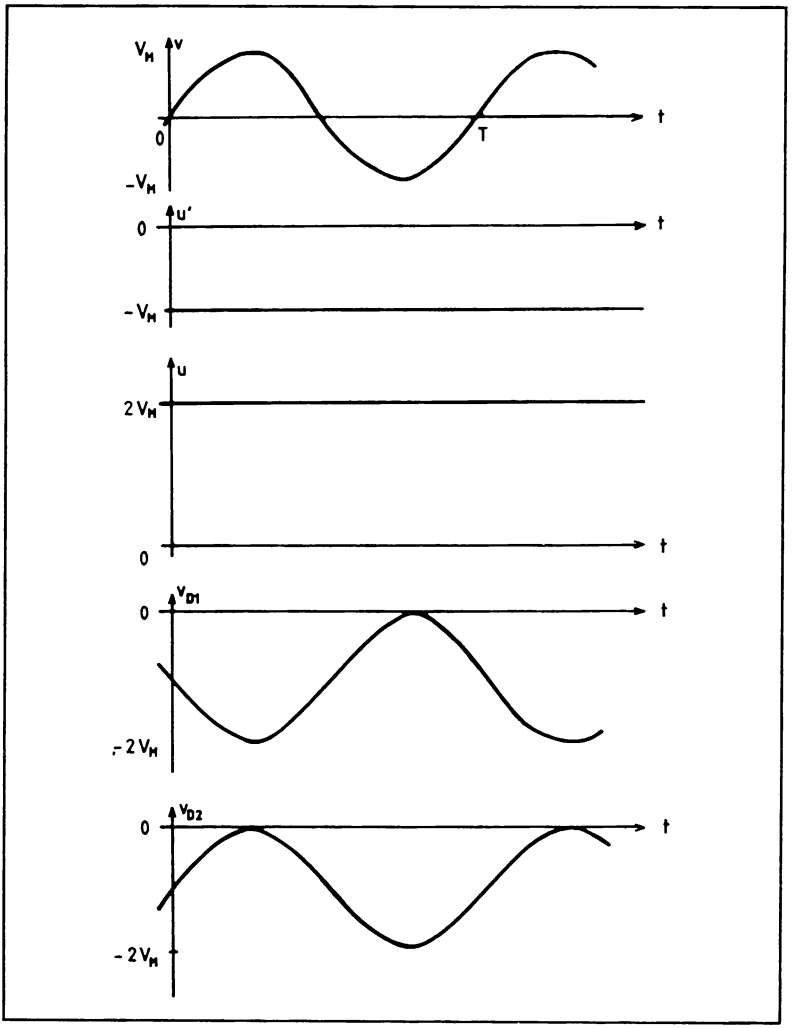


Fig. XIII-5 : Courbes des tensions en régime permanent pour le doubleur à vide.

Soit :

$$u_n = V_M\,(2 - \frac{2}{2^{n-1}}) + \frac{V_M}{2^n}$$

Après simplification, on a finalement :

$$u_n = V_M\,(2 - \frac{3}{2^n})$$

Cette suite est convergente et sa limite est :

$$\lim u_n = 2V_M$$

Donc, au bout d'une durée suffisante, le doubleur atteint son régime permanent avec comme tensions aux bornes des condensateurs :

$$u = 2V_M$$

$$u' = -V_M$$

Pour les diodes, on a :

$$v_{D1} = -V_M (\sin \omega t + 1)$$

$$v_{D2} = V_M (\sin \omega t - 1)$$

Chaque élément redresseur doit donc supporter une tension inverse égale à $2V_M$. La figure XIII-5 donne les représentations graphiques des diverses tensions.

Remarque

Le choix des conditions de départ est tout à fait arbitraire. Il y a peu de chance que dans la réalité la mise sous tension s'effectue à un moment où la sinusoïde passe par 0. Toutefois, l'étude du régime transitoire serait similaire quelles que soient les conditions initiales et, surtout, le résultat obtenu pour le régime permanent est toujours valable.

Jusqu'à présent, on a considéré que le doubleur ne débitait aucun courant. Lorsqu'on branche une charge en sortie, le fonctionnement est un peu modifié. En ne considérant que le régime permanent, on peut tracer l'évolution de la tension de sortie et des courants dans les diodes en fonction du temps (figure XIII-6). Lorsque la diode D_2 est bloquée, le condensateur C_2 fournit l'énergie nécessaire à la charge. La tension u décroît donc exponentiellement si la charge est résistive. Toutefois, la constante de temps du circuit étant toujours assez grande devant la période du signal, cette décharge est pratiquement linéaire. Le condensateur C_2 se recharge une fois par période par une brève conduction de D_2. Cette phase correspond à une répartition des charges entre C_1 et C_2. De ce fait, C_1 doit se recharger également une fois par période par la conduction de D_1. Les diodes sont passantes pendant une durée assez brève et il en résulte un courant de crête répétitif important. La fréquence de l'ondulation de la tension de sortie est égale à la fréquence de la source d'entrée. La valeur de C_2 va imposer la chute de tension et l'ondulation présente en sortie, pour un courant donné. En considérant que la décharge du condensateur est linéaire et que la durée de conduction de D_2 est négligeable devant sa durée de blocage, l'ondulation crête-à-crête de la tension de sortie est :

$$\Delta u = \frac{iT}{C}$$

où i est le courant (constant) débité dans l'utilisation. Comme lors de

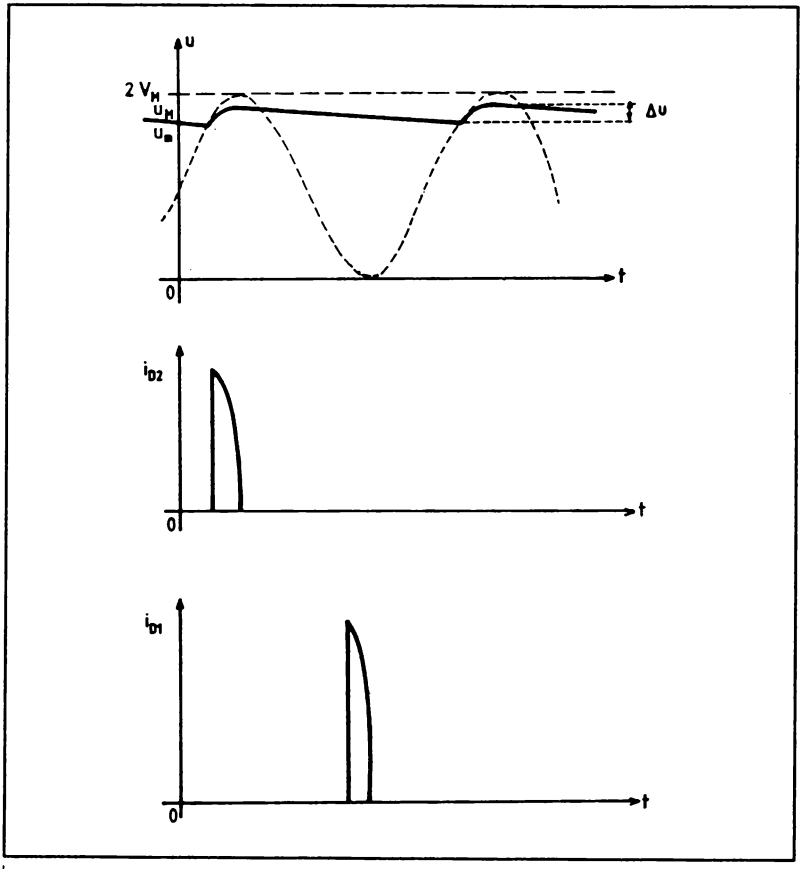


Fig. XIII-6 : Comportement en charge du doubleur (avec $C_1 = C_2$).

la phase de recharge du condensateur C_2, il y a partage des charges en deux quantités égales si $C_1 = C_2$, la remontée de la tension n'atteint pas $2V_M$ mais une valeur inférieure d'environ Δu à cette tension à vide. Le maximum U_M et le minimum U_m de la tension de sortie sont donc :

$$U_M = 2V_M - \Delta u$$

$$U_m = 2V_M - 2\Delta u$$

Si l'on souhaite que le maximum de tension soit le plus proche possible de $2V_M$, il faut choisir une capacité C_1 nettement plus grande que C_2. Ainsi, lors du partage des charges, la majeure partie de la tension se retrouvera aux bornes du condensateur C_2, donc en sortie (figure XIII-7).

Si la mise sous tension ne se produit pas à un instant de passage à

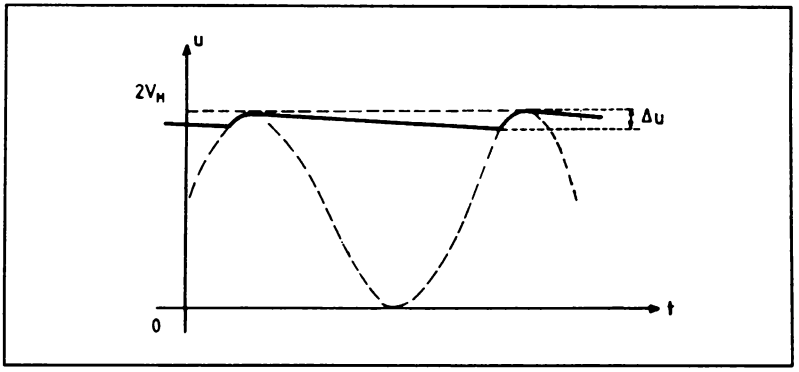


Fig. XIII-7 : Diminution de la chute de tension obtenue avec $C_1 \gg C_2$.

zéro de la sinusoïde, il apparaît un pic de courant important. En effet, les condensateurs étant initialement déchargés, on applique à leurs bornes une discontinuité de tension. Il en résulte un courant impulsionnel. En pratique, l'intensité est limitée par les résistances parasites du circuit : résistance interne du générateur appliqué à l'entrée et résistance dynamique des diodes. On peut donc

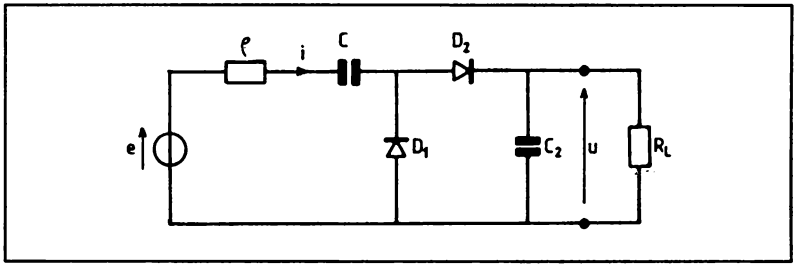


Fig. XIII-8 : La résistance de sortie du générateur (et la résistance des diodes) limite la surintensité initiale.

représenter le circuit par le schéma de la figure XIII-8 où ϱ correspond à la résistance totale. La surintensité initiale vaut :

$$i = \frac{e}{\varrho}$$

Le cas le plus défavorable se produit lorsque la mise sous tension se fait lors d'un sommet de la sinusoïde. On a alors :

$$I_{max} = \frac{E_M}{\varrho}$$

Les diodes doivent avoir un courant de surcharge non répétitif I_{FSM} supérieur à ce maximum. Le résultat est valable pour les deux diodes puisque suivant la polarité de la tension initiale, c'est D_1 ou D_2 qui

devient passante. Si la surintensité est excessive, on augmente artificiellement la résistance du circuit. Les diodes étant choisies, il faut assurer, avec une bonne marge de sécurité, la condition :

$$\varrho > \frac{E_M}{I_{FSM}}$$

On ajoute donc une résistance dont la valeur permet de vérifier cette inégalité. Compte tenu de la résistance r_G du générateur et de la résistance dynamique r_D d'une diode, cette valeur r doit être telle que :

$$r > \frac{E_M}{I_{FSM}} - r_G - r_D$$

Exemple

On veut réaliser un redresseur doubleur qui permette de disposer d'une tension continue d'au moins 600 V à partir du réseau 220 V. Le débit ne dépasse pas 10 mA.

Un doubleur de Schenkel branché directement sur le réseau fournit une tension à vide égale à :

$$u = 2 \times 220\sqrt{2} = 622 \text{ V}$$

En charge, on peut donc tolérer une diminution de tension de 22 V. En choisissant C_1 nettement plus grand que C_2, cette chute n'est due qu'à l'ondulation Δu. On calcule donc la valeur minimale à attribuer à C_2 :

$$C_{2\,min} = \frac{10 \times 20}{22} = 9\ \mu F$$

On prend par exemple $C_2 = 10\ \mu F$. Pour C_1, on fixe une valeur cinq fois plus grande, soit $C_1 = 47\ \mu F$. Les tensions maximales supportées par les condensateurs apparaissent dans le fonctionnement à vide :

$$V_{C1\,max} = 311 \text{ V}$$

$$V_{C2\,max} = 622 \text{ V}$$

Il faut donc choisir pour C_1 un condensateur de tension nominale au moins égale à 400 V (il s'agit d'un condensateur spécial haute tension). En ce qui concerne C_2, il faut une tension nominale d'au moins 800 V. Il y a alors une difficulté pour trouver un élément de la capacité souhaitée et de tension convenable. On peut cependant résoudre ce problème en disposant deux condensateurs en série et en ajoutant des résistances élevées en parallèle pour garantir une bonne répartition des tensions. Les diodes doivent supporter des tensions inverses égales à 622 V. On peut choisir des diodes de redressement 1N4007 pour lesquelles la tension inverse de crête répétitive (V_{RRM}) est de 1 000 V. Ces composants admettent un courant de surcharge I_{FSM} de 30 A. La résistance minimale du circuit est donc :

$$\varrho_{min} = \frac{220\sqrt{2}}{30} = 10\ \Omega$$

On ajoute par exemple une résistance r = 10 Ω, la marge de sécurité étant assurée par les résistances parasites existant dans le circuit (difficiles à évaluer lorsqu'il n'y a pas de transformateur).

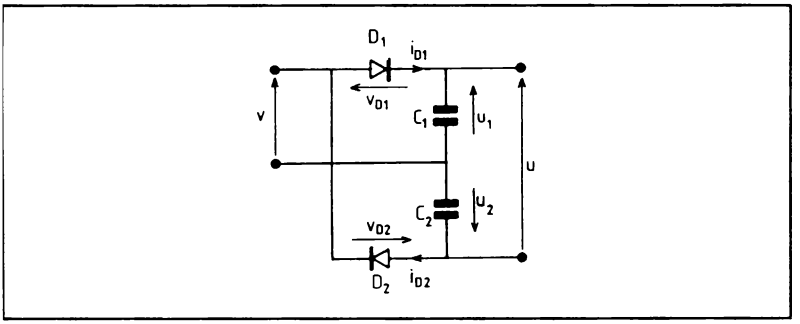


Fig. XIII-9 : Doubleur de Latour.

DOUBLEUR DE LATOUR

Une deuxième solution pour réaliser un redresseur doubleur est indiquée à la figure XIII-9. On utilise également deux diodes et deux condensateurs, mais dans une configuration différente. On associe deux redresseurs monophasés et on branche leurs sorties en série. L'étude de ce montage est beaucoup plus simple que celle du doubleur de Schenkel. Si on se place dans les mêmes conditions de départ (mise sous tension à un instant où la sinusoïde d'entrée passe à 0), la diode D_1 devient tout de suite passante tandis que D_2 reste bloquée. Le condensateur C_1 se charge et la tension à ses bornes est :

$$u_1 = v$$

Le courant dans la diode D_1 est :

$$i_{D1} = C_1 \frac{dv}{dt}$$

Cette diode reste passante tant que le courant est positif, donc tant que la tension v est croissante. Lorsque cette tension atteint son maximum V_M, la diode se bloque et le condensateur conserve sa charge (pour le montage à vide). La tension u_1 reste constante, égale à V_M. Lorsque la tension d'entrée devient négative, la diode D_2 se débloque et le condensateur C_2 se charge. On a :

$$u_2 = v$$

$$i_{D2} = -C_2 \frac{dv}{dt}$$

Lorsque v atteint son minimum $-V_M$, D_2 se bloque et u_2 reste constante égale à $-V_M$. La tension de sortie du doubleur est en permanence :

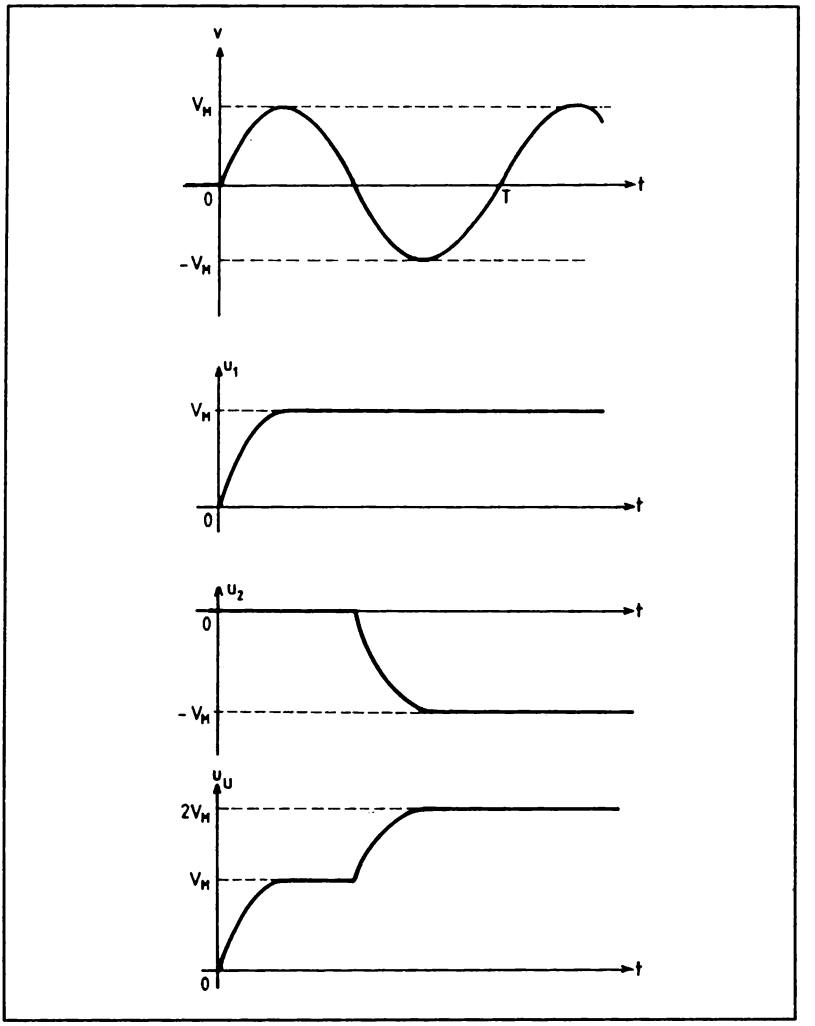


Fig. XIII-10 : Courbe des tensions en régime transitoire.

$$u = u_1 - u_2$$

On peut tracer l'évolution des différentes tensions (figure XIII-10). On atteint donc rapidement le régime permanent, pour lequel :

$$u_1 = V_M$$

$$u_2 = -V_M$$

$$u = 2V_M$$

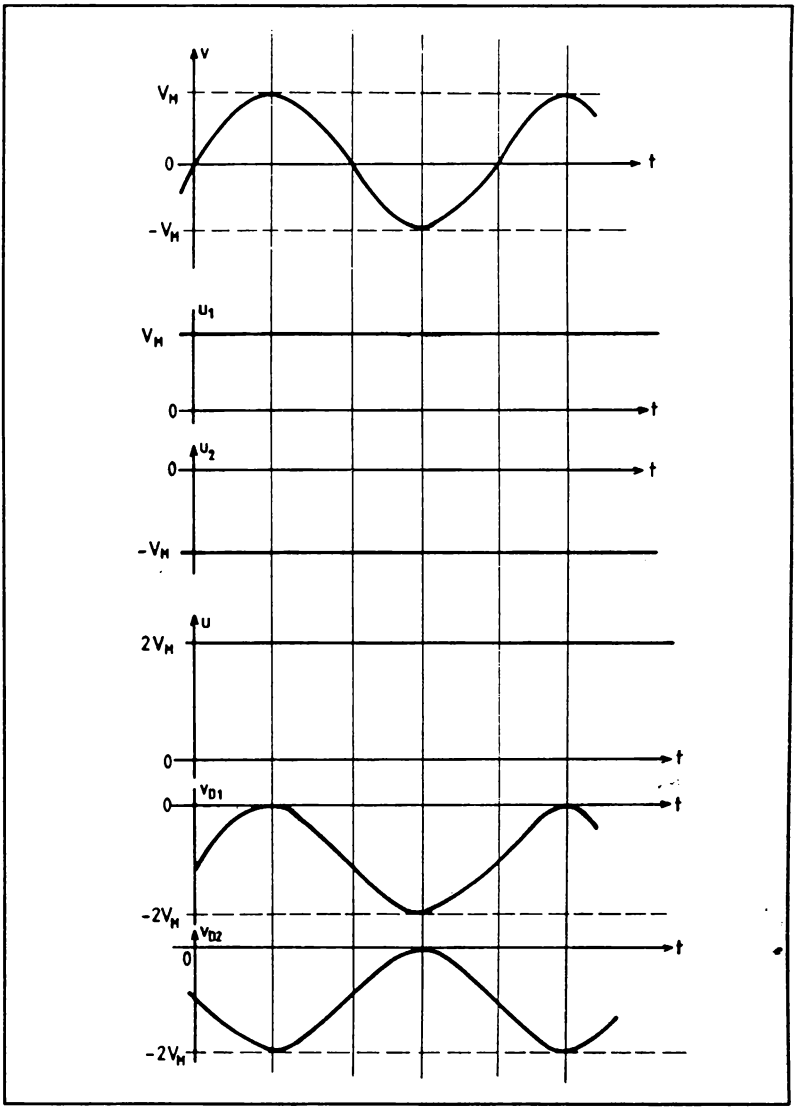


Fig. XIII-11 : Courbes des tensions en régime permanent pour le doubleur à vide.

Les tensions aux bornes des diodes s'écrivent :

$$v_{D1} = v - u_1$$

$$v_{D2} = u_2 - v$$

La figure XIII-11 donne les représentations de toutes les tensions en

régime permanent lorsque le montage est à vide. On constate que les diodes doivent supporter une tension inverse $2V_M$ (comme dans le cas précédent). Les condensateurs doivent avoir une tension nominale supérieure à V_M, ce qui est plus intéressant que pour le doubleur de Schenkel où un condensateur doit supporter une tension double. Cet avantage fait souvent préférer le doubleur de Latour, particulièrement pour un branchement sur le secteur 220 V.
Avec d'autres conditions initiales, on aurait obtenu un régime transitoire un peu différent, mais le régime permanent serait identique. Suivant que la mise sous tension se fait lors d'une alternance positive ou négative de v, c'est C_1 ou C_2 qui se charge en premier. Comme dans le montage précédent, une surintensité se produit quand la mise sous tension n'apparaît pas au passage par zéro de la sinusoïde. Ce pic de courant est limité par la résistance parasite du circuit éventuellement augmentée par une résistance placée en série avec le générateur d'entrée. La valeur de la résistance totale est choisie comme précédemment :

$$\varrho > \frac{E_M}{I_{FSM}}$$

Le circuit complet est donné à la figure XIII-12, une charge étant

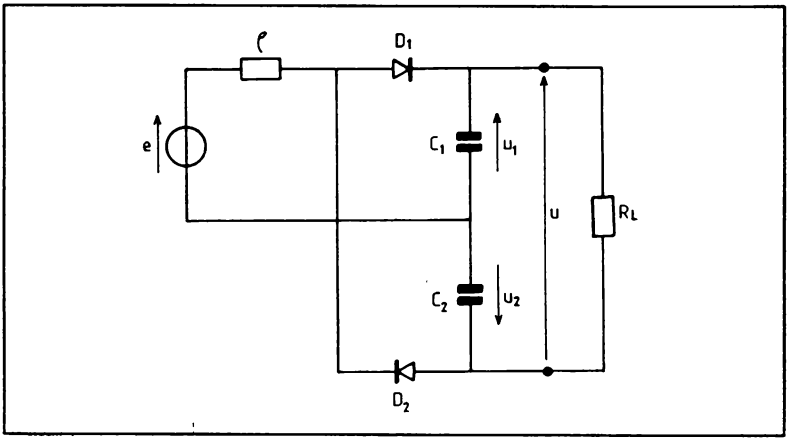


Fig. XIII-12 : Résistance de limitation de la surintensité et résistance de charge.

connectée entre les bornes de sortie. Dans ce cas, les condensateurs C_1 et C_2 se déchargent dans les phases où les diodes sont bloquées. Les tensions correspondantes sont représentées à la figure XIII-13. On constate que la fréquence de l'ondulation est égale au double de la fréquence de la source d'entrée. On peut calculer la valeur des capacités nécessaires en suivant le même raisonnement qu'au paragraphe précédent.

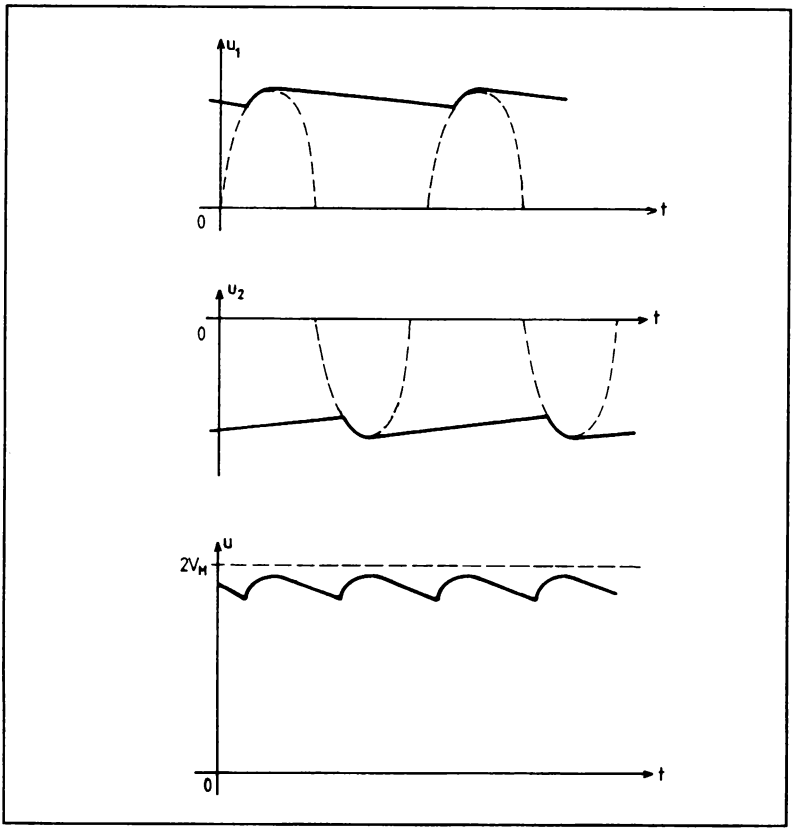


Fig. XIII-13 : Courbes des tensions pour le doubleur en charge.

Lorsqu'on désire faire une étude plus précise du montage, on peut utiliser des abaques établis par Schade comme pour les redresseurs ordinaires. Le premier réseau de courbes (figure XIII-14) donne la valeur de la tension de sortie u en fonction du produit $R_L\ C\omega$ (R_L : résistance de charge, C : valeur commune à C_1 et C_2, ω : pulsation de la tension d'entrée). Le réseau est paramétré par le rapport $\frac{\varrho}{R_L}$ (ϱ étant la résistance totale en série avec la source d'entrée), et les tensions de sortie sont données en valeurs relatives par rapport à l'amplitude V_M de la tension d'entrée. Un second réseau, lui aussi paramétré par $\frac{\varrho}{R_L}$ fournit le taux d'ondulation β de la tension de sortie en fonction du même produit $R_L\ C\omega$ (figure XIII-15). Les courbes des figures XIII-16 et XIII-17 donnent respectivement les rapports du courant de crête répétitif I_M et de l'intensité efficace I_D

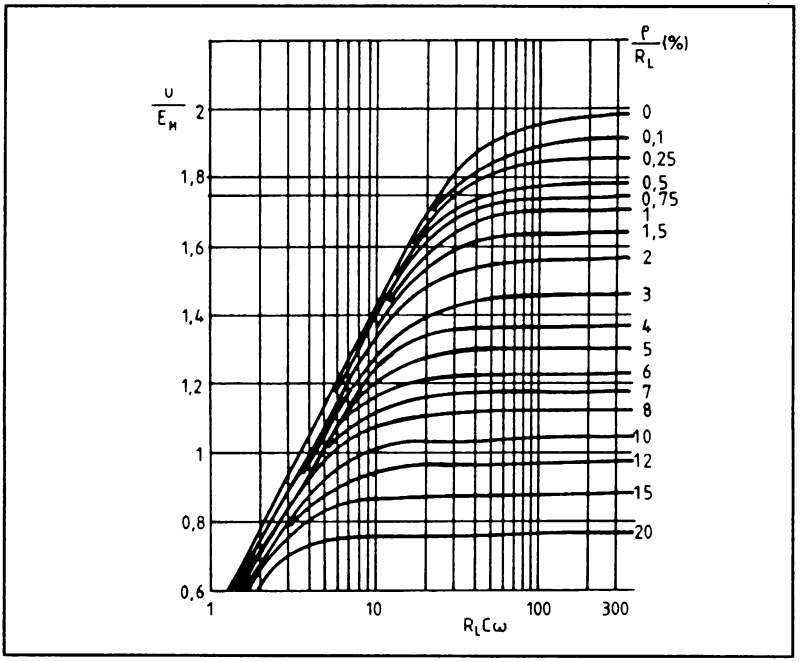


Fig.XIII-14 : Courbes donnant le rapport de la tension de sortie à l'amplitude de la tension d'entrée en fonction de $R_L C\omega$ avec le rapport $\frac{\rho}{R_L}$ en paramètre.

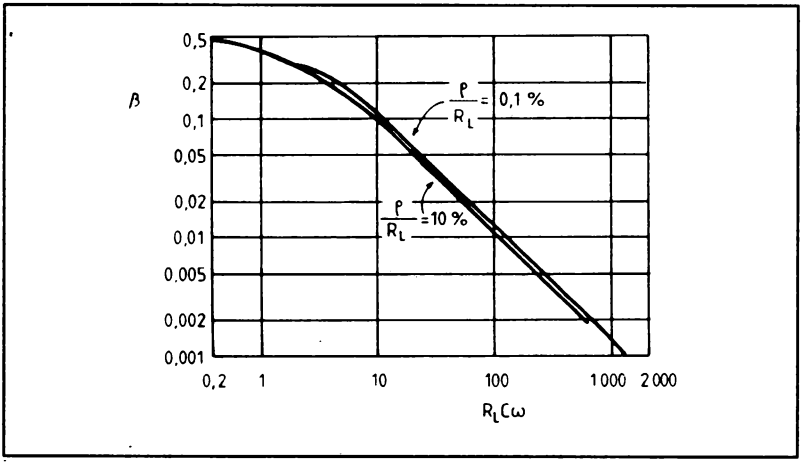


Fig. XIII-15 : Courbes donnant le taux d'ondulation de la tension de sortie en fonction de $R_L C\omega$ pour deux valeurs de $\frac{\rho}{R_L}$.

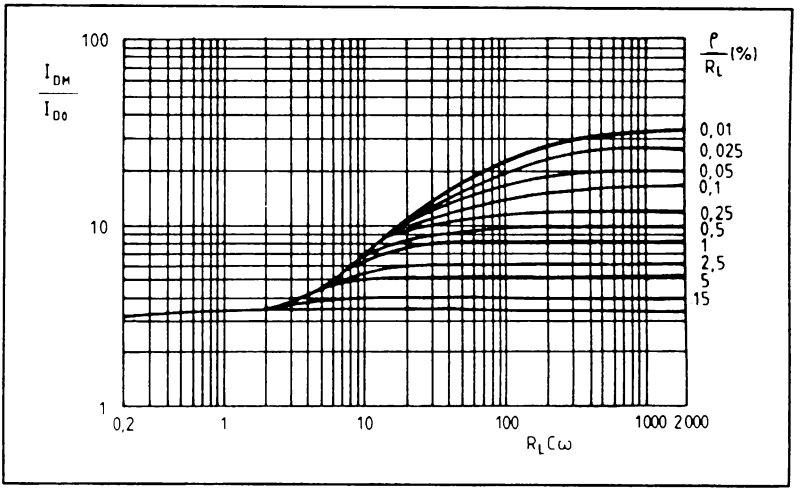


Fig. XIII-16 : Courbes donnant le rapport du courant de crête répétitif à l'intensité moyenne pour chaque diode en fonction de $R_L C\omega$ avec le rapport $\frac{\rho}{R_L}$ en paramètre.

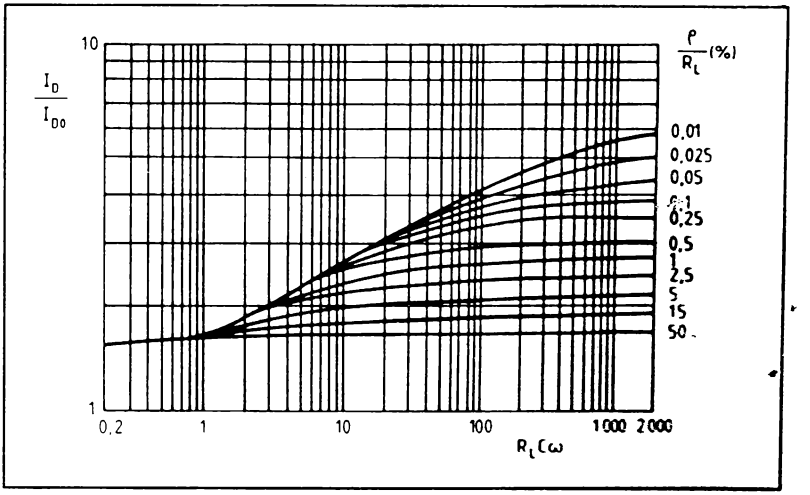


Fig. XIII-17 : Courbes donnant le rapport de l'intensité efficace à l'intensité moyenne pour chaque diode en fonction de $R_L C\omega$ avec $\frac{\rho}{R_L}$ en paramètre.

au courant moyen I_{Do} dans chaque diode.

Exemple

On souhaite disposer d'une tension continue d'au moins 550 V pour une charge qui consomme un courant inférieur à 50 mA. Le taux d'ondulation ne doit pas dépasser 1 %.

Un doubleur de Latour branché sur le réseau 220 V convient. La tension de sortie à vide vaut :

$$u = 2 \times 220\sqrt{2} = 622 \text{ V}$$

Pour disposer d'au moins 550 V, il faut :

$$\frac{u}{V_M} > \frac{550}{311} = 1{,}77$$

On constate sur la figure XIII-14 que le rapport des résistances doit satisfaire l'inégalité :

$$\frac{\varrho}{R_L} < 0{,}5\ \%$$

à condition de travailler sur le palier des courbes, ce qui correspond ici à :

$$R_L C\omega > 100$$

On en déduit :

$$\varrho < \frac{0{,}5}{100}\ 11000 = 55\ \Omega$$

car la résistance de charge est :

$$R_L = \frac{550}{50} = 11\ \text{k}\Omega$$

D'autre part, pour limiter le taux d'ondulation à 1 %, on voit sur la courbe de la figure XIII-15 qu'il faut respecter l'inégalité :

$$R_L C\omega > 200$$

Cette condition est plus restrictive que la précédente (palier des courbes de tension). C'est donc elle qui détermine la valeur minimale de C :

$$C > \frac{200}{11.10^3 \times 2\pi \times 50} = 58\ \mu\text{F}$$

On prend par exemple $C = 68\ \mu F$ (ou plus suivant la tolérance des éléments choisis). Les condensateurs doivent supporter une tension supérieure à :

$$V_{C1\ max} = V_{C2\ max} = 311\ \text{V}$$

(le cas le plus défavorable est le fonctionnement à vide). Une tension nominale de 400 V convient. Les diodes ont une tension inverse à leurs bornes qui peut atteindre 622 V. Des redresseurs du type 1N4007 vont donner satisfaction. Pour limiter le courant de surcharge à la mise sous tension à 30 A, on doit avoir :

$$\varrho > \frac{220\sqrt{2}}{30} = 10\ \Omega$$

Compte tenu des deux conditions sur ϱ, on ajoute par exemple une résistance série $r = 10\ \Omega$. Les résistances parasites permettent

d'assurer la marge de sécurité sans toutefois atteindre le maximum autorisé de 55 Ω au total. Le courant moyen dans une diode est :

$$I_o = 50 \text{ mA}$$

Le courant de pointe répétitif est lu sur les courbes de la figure XIII-16 :

$$\frac{I_{FRM}}{I_o} = 10$$

Soit :

$$I_{FRM} = 10 \times 50 = 500 \text{ mA}$$

Les diodes 1N4007 conviennent sans problème.

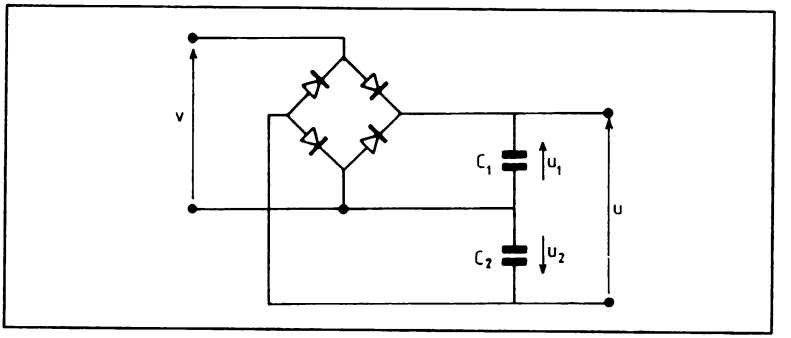


Fig. XIII-18 : Doubleur en pont.

DOUBLEUR EN PONT

Une autre variante de doubleur est représentée à la figure XIII-18. Dans la phase où la tension v est positive et croissante, le condensateur C_1 se charge jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne l'amplitude V_M de la tension d'entrée. Ensuite, quand la tension v devient négative et décroissante, c'est au tour du condensateur C_2 de se charger : la différence de potentiel u_2 arrive à la valeur $-V_M$ à la fin de cette phase. Il en résulte une tension de sortie à vide égale à :

$$u = 2V_M$$

Les performances du montage sont analogues à celles du doubleur de Latour : la fréquence de l'ondulation de la tension en charge est double de la fréquence de la source et les condensateurs sont soumis à une tension maximale égale à V_M. La principale différence est que la tension inverse aux bornes des diodes est théoriquement limitée à V_M puisqu'il y a toujours partage entre deux diodes bloquées en série. Cependant, il faut garder une bonne marge de sécurité pour tenir compte de l'imperfection de la répartition des tensions entre deux diodes en inverse. Le principal intérêt de ce doubleur est d'avoir un

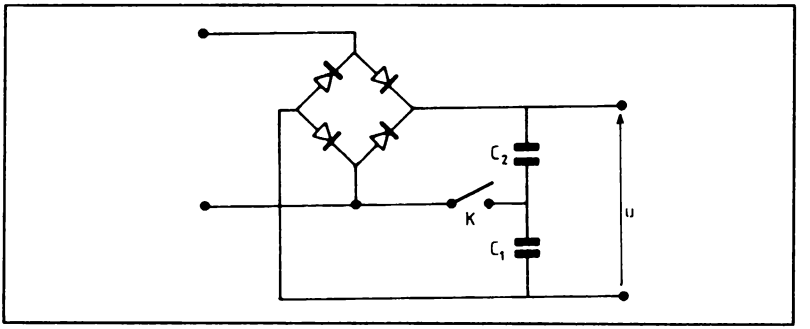


Fig. XIII-19 : Commutation de réseau.

schéma très voisin de celui du redresseur en pont de Graetz. On peut ainsi faire une commutation de tension par un interrupteur comme le montre la figure XIII-19. Si K est ouvert, le montage est un simple redresseur, le condensateur de filtrage étant constitué de l'association en série de C_1 et C_2. Si K est fermé, on obtient un redresseur doubleur de tension. Cette configuration est souvent adoptée pour l'entrée des alimentations à découpage qui doivent pouvoir fonctionner sur plusieurs types de réseaux. On peut en effet rencontrer dans les différents pays des réseaux dont les tensions sont soit de l'ordre de 110 à 120 V, soit de 220 à 240 V, les fréquences pouvant être 50 ou 60 Hz. Il serait possible de concevoir l'alimentation à découpage pour le cas le plus défavorable, mais le coût de l'appareil serait alors inutilement élevé. On préfère donc commuter un interrupteur pour présenter au régulateur une tension redressée et filtrée qui reste toujours du même ordre de grandeur. Comme il n'y a pas de transformateur avant le redresseur, on ne peut pas agir sur l'amplitude de la tension sinusoïdale appliquée. On procède donc par transformation du pont de Graetz classique en redresseur doubleur de tension.

Exemple

On veut réaliser une alimentation à découpage utilisable avec deux gammes de tension secteur. Compte tenu des tolérances sur les valeurs efficaces des réseaux considérés, on fixe comme limites des deux plages autorisées : 90 à 130 V et 180 à 260 V. Le régulateur consomme une puissance inférieure à 50 W (estimée compte tenu de son rendement) et doit se voir appliquer une tension d'entrée d'au moins 200 V.

On calcule d'abord l'énergie que doit fournir le filtre capacitif à chaque période du secteur. On a :

$$W = \frac{P}{f}$$

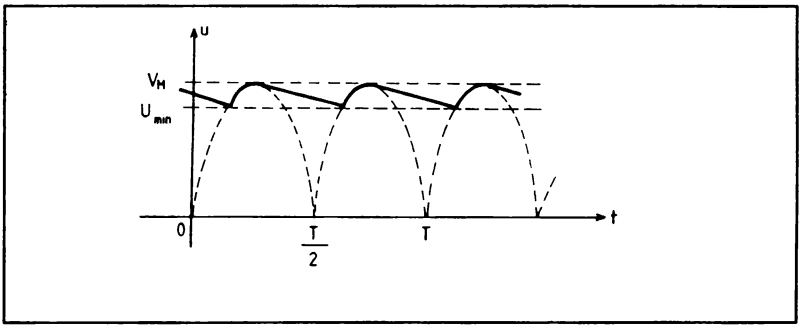


Fig. XIII-20 : Tension de sortie d'un pont de Graetz.

Pour la fréquence de 50 Hz, on obtient :

$$W = \frac{50}{50} = 1 \text{ J}$$

C'est le cas le plus défavorable (énergie maximale). Avec une fréquence de 60 Hz, l'énergie nécessaire est un peu inférieure.
Il faut que la décharge des condensateurs de filtrage ne conduise pas à une diminution de la tension appliquée au régulateur au-dessous du minimum requis U_{min}.
Lorsque l'interrupteur est ouvert (gamme 180 à 260 V), le montage est un pont de Graetz. Le condensateur de filtrage a une capacité C correspondant à la mise en série des condensateurs C_1 et C_2. Ces deux éléments étant identiques, on a :

$$C = \frac{C_1}{2}$$

La tension aux bornes du condensateur de filtrage est représentée à la figure XIII-20. A chaque alternance du secteur, C se charge sous une tension maximale égale à l'amplitude V_M puis se décharge dans le régulateur jusqu'à la tension U_{min}. L'énergie fournie par le condensateur au régulateur pour chaque demi-période est :

$$\frac{W}{2} = \frac{1}{2} C (V_M^2 - U^2_{min})$$

On en déduit la valeur minimale à attribuer à C :

$$C = \frac{W}{V_M^2 - U^2_{min}}$$

Le cas le plus défavorable correspond au minimum de tension secteur, soit 180 V. Il s'agit d'une valeur efficace et l'amplitude correspondante est :

$$V_M = 180\sqrt{2} = 255 \text{ V}$$

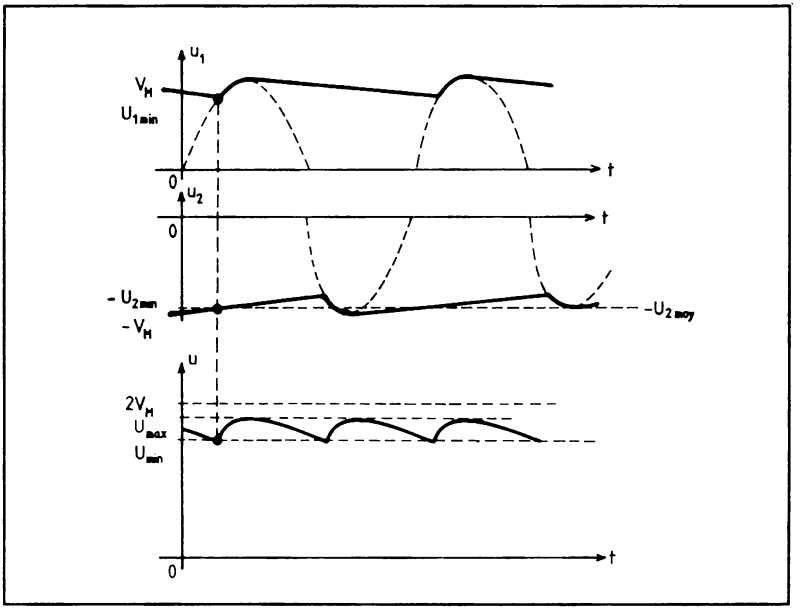


Fig. XIII-21 : Tensions aux bornes des condensateurs et tension de sortie du doubleur.

On peut alors chiffrer la capacité minimale :

$$C = \frac{1}{255^2 - 200^2} = 40\ \mu F$$

Lorsque l'interrupteur est fermé, le fonctionnement est différent. Les courbes de la figure XIII-21 montrent l'allure de la tension aux bornes de chaque condensateur et de la tension de sortie. On constate que lorsqu'un condensateur présente une tension minimale, l'autre est à mi-charge. Le minimum de la tension de sortie est donc :

$$U_{min} = U_{1\ min} + U_{2\ moy}$$

Soit :

$$U_{min} = U_{1\ min} + \frac{U_{2\ min} + V_M}{2}$$

On en déduit la tension minimale pour un condensateur :

$$U_{1\ min} = U_{2\ min} = \frac{2U_{min} - V_M}{3}$$

La valeur efficace minimale de la tension du réseau étant maintenant 90 V, l'amplitude correspondante est :

$$V_M = 90\sqrt{2} = 127\ V$$

On calcule alors numériquement :

$$U_{1\,min} = \frac{2 \times 200 - 127}{3} = 91 \text{ V}$$

Chaque condensateur C_1 ou C_2 doit fournir la moitié de l'énergie totale par période :

$$\frac{W}{2} = \frac{1}{2} C_1 \, (V_M{}^2 - U^2{}_{1\,min})$$

On en déduit la valeur minimale à attribuer à C_1 et C_2 :

$$C_1 = C_2 = \frac{W}{V_M{}^2 - U^2{}_{1\,min}}$$

Soit :

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{127^2 - 91^2} = 127 \ \mu F$$

On constate que la condition obtenue pour le fonctionnement en redresseur doubleur est plus restrictive que celle qui avait été imposée par le fonctionnement en redresseur classique ($C = 40 \ \mu F$ donc $C_1 = 80 \ \mu F$). On choisit pour C_1 et C_2 une valeur qui respecte la condition trouvée avec une certaine marge de sécurité. Toutefois, comme pour tout filtrage par condensateur, il ne faut pas surdimensionner les capacités car cela conduirait à des courants de pic très élevés. On optera pour une valeur de 150 μF si la tolérance des condensateurs utilisés est 10 % ou pour 220 μF à 20 %.

REDRESSEURS MULTIPLICATEURS

En s'appuyant sur les principes utilisés pour les redresseurs doubleurs, on peut réaliser des circuits qui donnent des tensions (à vide) multiples de l'amplitude de la tension sinusoïdale d'entrée : ce

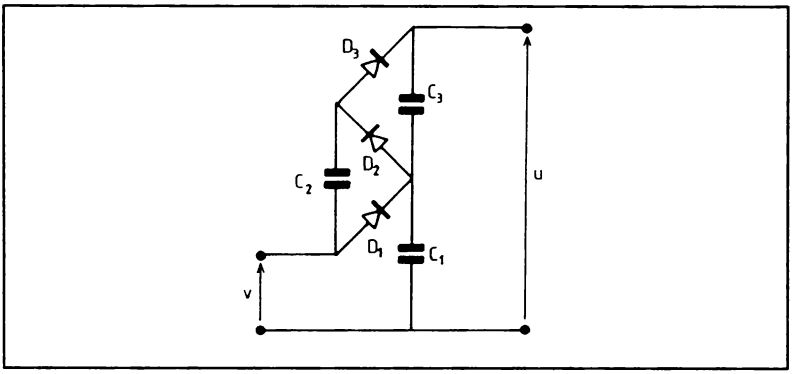


Fig. XIII-22 : Tripleur formé à partir du doubleur de Schenkel.

sont les tripleurs, les quadrupleurs et les multiplicateurs à plusieurs cellules.

TRIPLEUR

Un premier schéma de tripleur est proposé à la figure XIII-22. On peut considérer qu'il s'agit de l'association d'un doubleur de Schenkel et d'un redresseur à diode supplémentaire. Le régime transitoire présente la même complexité que celui du montage Schenkel. En régime permanent, si le montage est à vide, le condensateur C_1 est chargé sous la tension V_M tandis que C_3 est chargé sous $2V_M$. La tension de sortie est alors :

$$u = 3V_M$$

En charge, il apparaît une ondulation dont la fréquence est égale à celle de la source d'entrée. Pour dimensionner correctement les composants, il faut que les diodes supportent $2V_M$, le condensateur C_1, V_M et les deux autres condensateurs C_2 et C_3, $2V_M$.

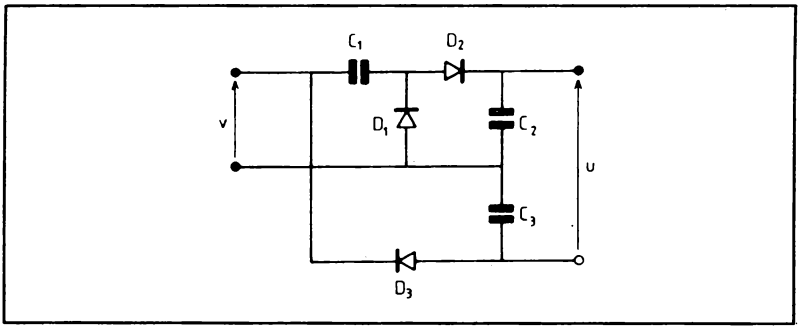


Fig. XIII-23 : Tripleur de Waidelich.

Un autre schéma de tripleur est donné à la figure XIII-23. On retrouve aussi un doubleur de Schenkel associé à un redresseur, mais avec une configuration différente. La tension à vide est identique à celle du montage précédent. Par contre, la fréquence de l'ondulation est double de celle de la source d'entrée. Les diodes doivent supporter $2V_M$, les condensateurs C_1 et C_3, V_M et le condensateur C_2, $2V_M$.
Les caractéristiques de sortie de ce circuit, appelé parfois tripleur de Waidelich, sont meilleures que celles du premier montage.

QUADRUPLEUR

On peut former un quadrupleur en juxtaposant deux doubleurs de Schenkel (figure XIII-24). La tension à vide est, en régime permanent :

$$u = 4V_M$$

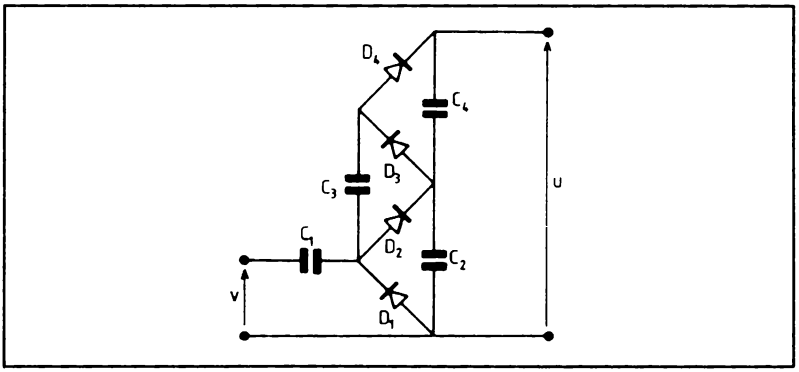


Fig. XIII-24 : Quadrupleur formé de deux doubleurs de Schenkel.

En charge, il apparaît une ondulation de même fréquence que la source d'entrée. Lorsque le débit augmente, on observe une chute de tension significative. On retrouve le même phénomène qu'avec le doubleur de Schenkel, mais les performances se dégradent du fait de la juxtaposition de deux cellules. Les tensions maximales sont $2V_M$ pour les diodes, V_M pour le condensateur C_1 et $2V_M$ pour C_2, C_3 et C_4.

Un autre schéma est donné à la figure XIII-25 : c'est le quadrupleur de Waidelich. La tension à vide est aussi égale à $2V_M$, mais la

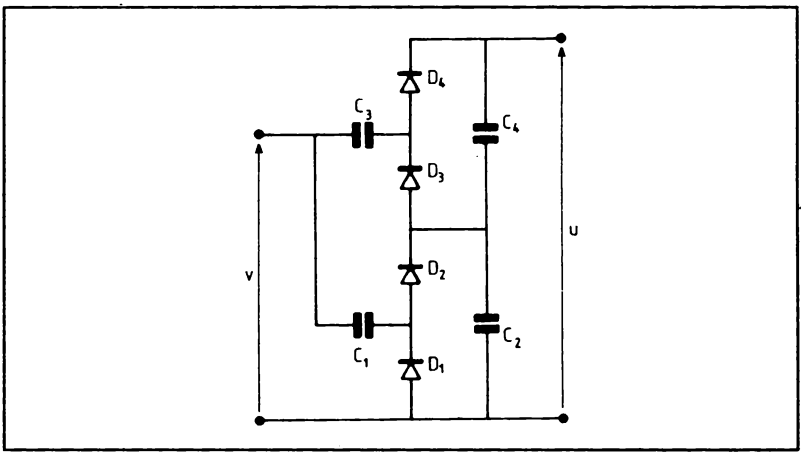


Fig. XIII-25 : Quadrupleur de Waidelich.

fréquence de l'ondulation en charge est double de celle de la source d'entrée. La caractéristique de sortie est meilleure que celle du

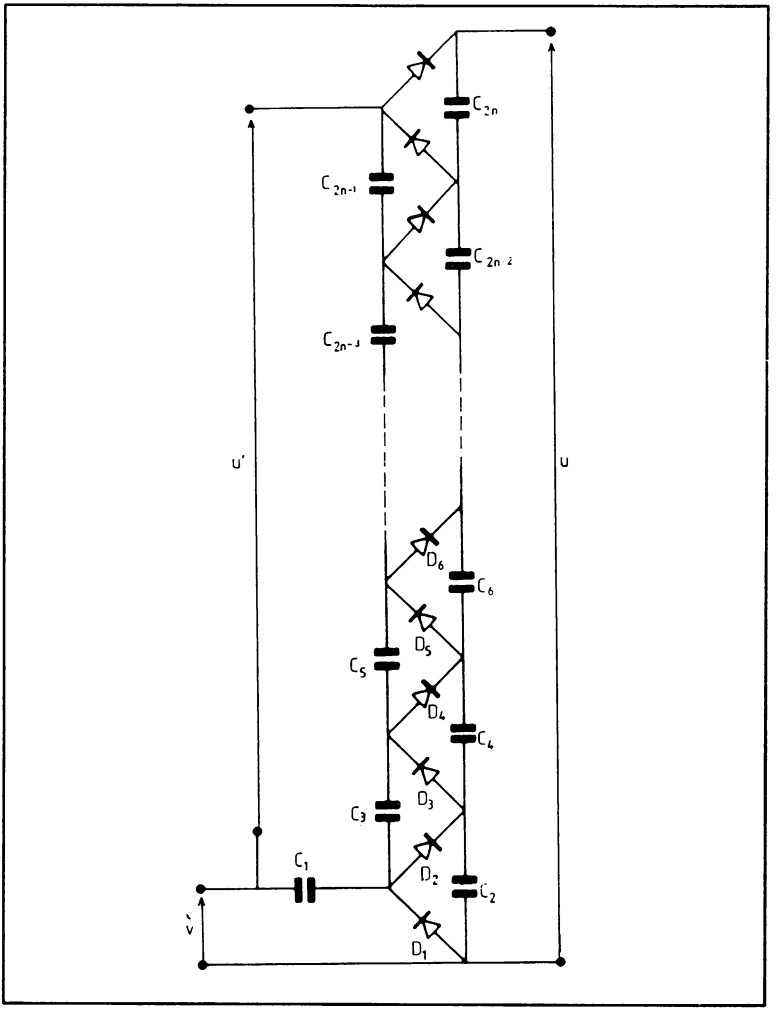


Fig. XIII-26 : Multiplicateur de Greinacher.

quadrupleur précédent. Les tensions maximales sont $2V_M$ pour les diodes, V_M pour les condensateurs C_1 et C_3 et $2V_M$ pour C_2 et C_4.

MULTIPLICATEUR DE GREINACHER

On peut généraliser les montages précédents en juxtaposant un certain nombre de doubleurs de Schenkel. On forme ainsi un multiplicateur de Greinacher dont le schéma est indiqué à la figure XIII-26. Le quadrupleur de la figure XIII-24 était en fait un cas

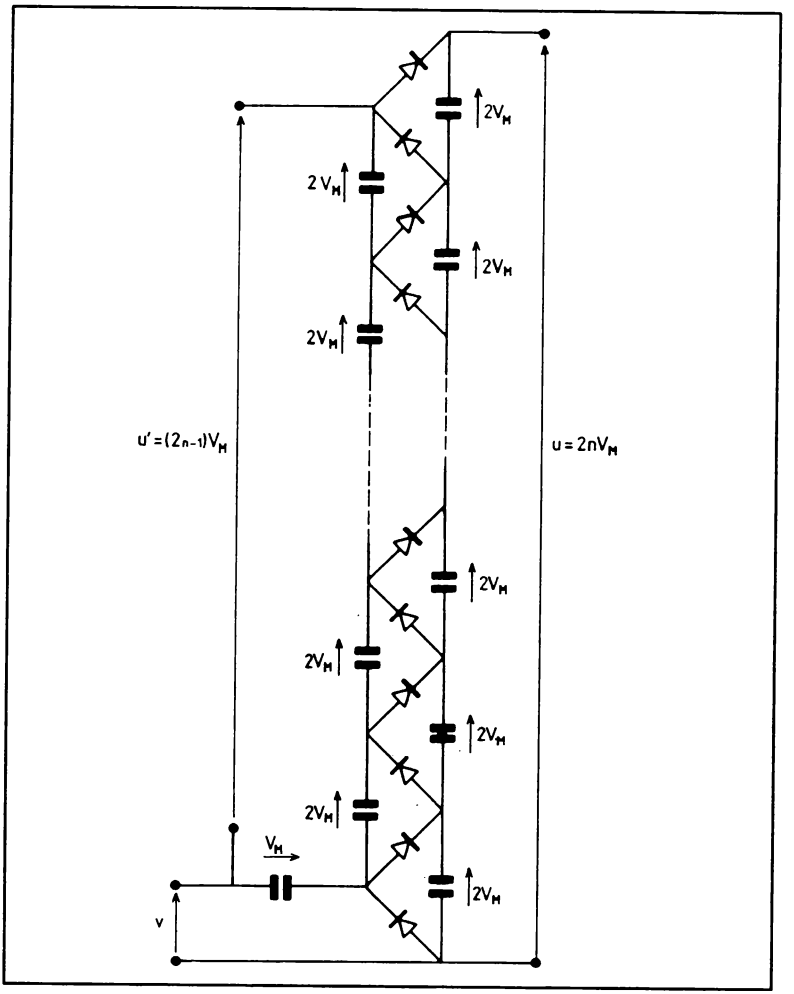


Fig. XIII-27 : Tensions en régime permanent lorsque le montage est à vide.

particulier du multiplicateur décrit ici. Le montage se compose de n cellules élémentaires, chacune comportant deux diodes et deux condensateurs. L'étude du régime transitoire est analogue à celle qui a été menée avec le doubleur de Schenkel. Le problème devient vite complexe : les charges se partagent à chaque phase entre plusieurs condensateurs. En régime permanent, et si le montage est à vide, on obtient les tensions indiquées sur la figure XIII-27. Tous les condensateurs, sauf celui qui est à l'entrée, sont chargés sous la

tension $2V_M$. La sortie est prise aux bornes de l'ensemble des condensateurs de numéro pair. On arrive, avec n cellules, à une tension :

$$u = 2nV_M$$

Si l'on désire une tension de sortie multiple impair de V_M, on peut aussi utiliser la tension u' aux bornes de l'ensemble des condensateurs de numéro impair. On a alors :

$$u' = (2n - 1)\ V_M$$

Les diodes de numéro impair sont soumises à la tension :

$$v_{D\ 2k+1} = -V_M\ (\sin \omega t + 1)$$

Les diodes de numéro pair ont par contre à leurs bornes :

$$v_{D\ 2k} = V_M\ (\sin \omega t - 1)$$

Tous ces éléments doivent donc être dimensionnés pour une tension maximale de $2V_M$.

En charge, la tension de sortie présente une ondulation de fréquence égale à celle de la source d'entrée. La chute de tension devient vite importante quand le courant de sortie augmente. En effet, de la même façon que pour le doubleur de Schenkel, la recharge périodique des condensateurs se fait par un partage des tensions. Comme cette répartition s'effectue dans les différentes cellules, la tension est de plus en plus diminuée lorsque n augmente. On est ainsi assez vite limité dans le nombre de cellules et l'usage du multiplicateur n'est concevable que pour de faibles débits. Le montage est encombrant et coûteux lorsqu'on le branche sur le secteur puisqu'on utilise un nombre important de condensateurs de capacité élevée et de tension nominale importante. Pour améliorer les performances, on a tout intérêt à brancher le multiplicateur sur une source de tension sinusoïdale de fréquence plus élevée. On emploie ainsi des oscillateurs délivrant des signaux à quelques dizaines de kilohertz. Les gros condensateurs électrolytiques haute tension sont alors remplacés par des petits condensateurs en céramique bon marché.

ALIMENTATIONS SANS ISOLEMENT

14

Dans une alimentation classique, le transformateur occupe une place importante et augmente considérablement la masse de l'appareil. Dans certains cas particuliers où l'isolement n'est pas indispensable, on peut réaliser des alimentations sans transformateur. On trouve par exemple cette solution dans les circuits de commande des triacs ou dans certaines sources auxiliaires pour les alimentations à découpage.

ALIMENTATION D'UNE DIODE ELECTROLUMINESCENTE A PARTIR DU SECTEUR

Avant d'aborder un cas quelconque, on peut examiner un circuit assez simple qui permet d'alimenter une diode électroluminescente à partir du secteur et sans isolement. Il n'est pas nécessaire de disposer d'une tension strictement continue, mais il faut pouvoir assurer une chute de potentiel suffisante pour arriver à environ 1,5 V aux bornes de la diode éclairée. Une résistance connectée en série pourrait convenir, mais une énergie énorme serait perdue par effet Joule. On utilise alors un condensateur, élément qui ne consomme aucune puissance. Il faut toutefois ajouter une diode ordinaire en parallèle sur la LED, et en sens contraire, afin que le courant dans le condensateur puisse s'inverser. On arrive ainsi au schéma de principe de la figure XIV-1. La tension aux bornes d'une diode passante étant

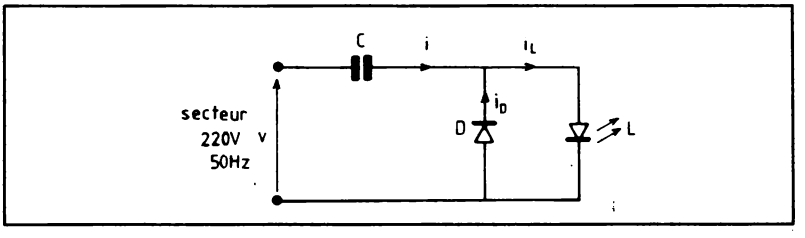


Fig. XIV-1 : Alimentation d'une LED à partir du secteur.

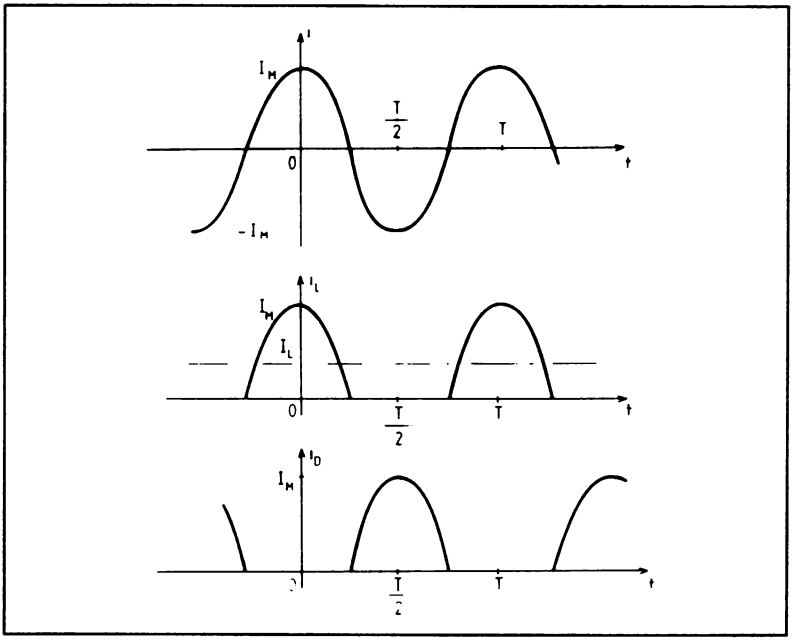


Fig. XIV-2 : Répartition des courants.

parfaitement négligeable devant l'amplitude du secteur, on peut idéaliser les composants. Suivant les polarités de la tension d'entrée, c'est soit la diode, soit la LED qui est passante, mais de toute façon la tension à leurs bornes est nulle. On choisit l'origine des temps de telle manière que :

$$v = V \sin\omega t$$

Cette tension se retrouve aux bornes du condensateur et on peut donc écrire :

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

Soit

$$i = C\omega V_M \cos \omega t$$

Les alternances positives sont aiguillées vers la LED tandis que les alternances négatives se referment dans la diode ordinaire comme le montre la figure XIV-2. Le courant dans la LED est redressé et sa valeur moyenne est :

$$I_l = \frac{I_M}{\pi}$$

Soit

$$I_L = \frac{C\omega V\sqrt{2}}{\pi}$$

$$I_L = 2\sqrt{2}\ fVC$$

On peut donc choisir la capacité C lorsqu'on a fixé une intensité moyenne I_L dans la LED :

$$C = \frac{I_L}{2\sqrt{2}\ fV}$$

Le condensateur doit avoir une tension de service supérieure à l'amplitude du secteur :

$$V_M = V\sqrt{2}$$

Soit :

$$V_M = 220\sqrt{2} = 311\ V$$

On prend donc un condensateur 400 V.
En pratique, on ajoute deux résistances au circuit de base (figure XIV-3). En l'absence de R_1, une surintensité impulsionnelle apparaît

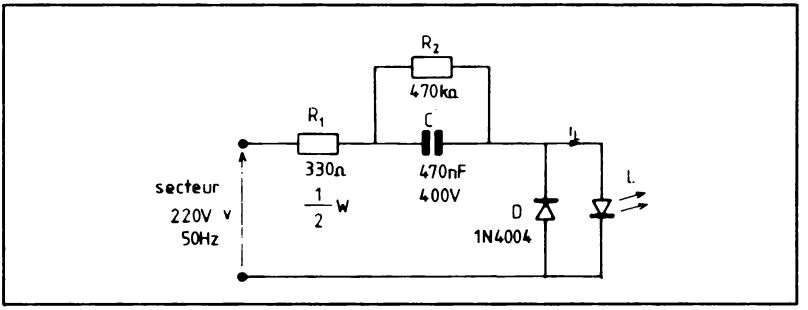


Fig. XIV-3 : Résistances additionnelles.

à la mise sous tension (on veut imposer une discontinuité de tension aux bornes du condensateur). R_1 limite la surintensité dans le cas le plus défavorable à :

$$I_{max} = \frac{V_M}{R_1}$$

En fonction de l'intensité maximale acceptée par la LED, on calcule la valeur minimale à attribuer à R_1 :

$$R_1 = \frac{V_M}{I_{max}}$$

On prend alors la première valeur normalisée qui peut convenir, car il faut minimiser les pertes par effet Joule dans cette résistance en assurant la condition :

$$R_1 \ll \frac{1}{C\omega}$$

Il faut bien sûr correctement dimensionner le composant :

$$P_{max} = R_1 I^2$$

Avec :

$$I = C\omega V$$

La résistance R_2 permet de décharger le condensateur quand on débranche l'alimentation. En son absence, il peut rester une tension dangereuse dans le circuit déconnecté. A la coupure, la tension aux bornes de C diminue exponentiellement :

$$v_c = V_o e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Avec :

$$\tau = R_2 C$$

On peut considérer que le condensateur a perdu sa charge (à 5 % près) au bout de 3τ. Pour ne pas dériver un courant sensible, il faut assurer la condition :

$$R_2 \gg \frac{1}{C\omega}$$

Un compromis entre décharge rapide et faible courant dérivé conduit à des valeurs de quelques centaines de kilohms ou quelques mégohms.

Exemple

On impose une intensité moyenne de l'ordre de 15 mA dans la LED. La capacité du condensateur doit donc valoir :

$$C = \frac{15.10^{-3}}{2\sqrt{2} \times 50 \times 220} = 4{,}82.10^{-7} \text{ F}$$

On choisit la valeur normalisée 470 nF, avec une tension de service de 400 V. A la mise sous tension, on souhaite limiter le courant dans la LED à 1 A dans le cas le plus défavorable. On calcule donc :

$$R_1 = \frac{220\sqrt{2}}{1} = 311\ \Omega$$

Une valeur normalisée de 330 Ω, 5 % convient. Cette résistance est bien faible devant l'impédance du condensateur :

$$\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{470.10^{-9} \times 2\pi \times 50} = 6\,770\ \Omega$$

La valeur efficace du courant en régime permanent est :

$$I = \frac{220}{6{,}77} = 32{,}5 \text{ mA}$$

On en déduit la puissance dissipée par effet Joule :

$$P_{R1} = 330 \times 0{,}0325^2 = 0{,}349 \text{ W}$$

On prend donc une résistance dans une série 0,5 W.
Pour le circuit de décharge du condensateur à la coupure de l'alimentation, on a choisi une résistance $R_2 = 470$ kΩ. Cette valeur étant nettement supérieure à l'impédance du condensateur, le courant dérivé est négligeable. La constante de temps de la décharge vaut :

$$\tau = 470.10^3 \times 470.10^{-9} = 0{,}22 \text{ s}$$

On peut donc considérer que la tension résiduelle aux bornes du condensateur est inférieure à 5 % de sa valeur de départ au bout de 0,66 s. Enfin, la puissance dissipée dans cette résistance est :

$$P_{R2} = \frac{220^2}{470.10^3} = 0{,}1 \text{ W}$$

On peut donc choisir une série 0,25 W.

ALIMENTATION D'UNE CHARGE QUELCONQUE

Il est possible de généraliser le principe précédent pour réaliser des alimentations continues sans isolement. La chute de tension se fait dans un condensateur (qui remplace le transformateur abaisseur) et deux diodes permettent d'aiguiller les deux alternances du courant dans des voies différentes. L'une de ces diodes permet d'alimenter la charge après qu'une diode Zener et un condensateur de forte capacité aient permis la création d'une tension sensiblement continue. Le schéma de principe est alors représenté à la figure XIV-4. Pendant les alternances négatives du secteur, le courant dans le condensateur produisant la chute de tension est :

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv}{dt}$$

Pendant les alternances positives, on a par contre :

$$i_{C1} = C_1 \frac{d(v-u)}{dt}$$

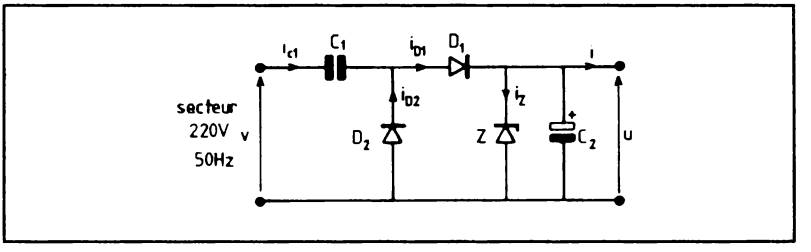


Fig. XIV-4 : Alimentation sans isolement.

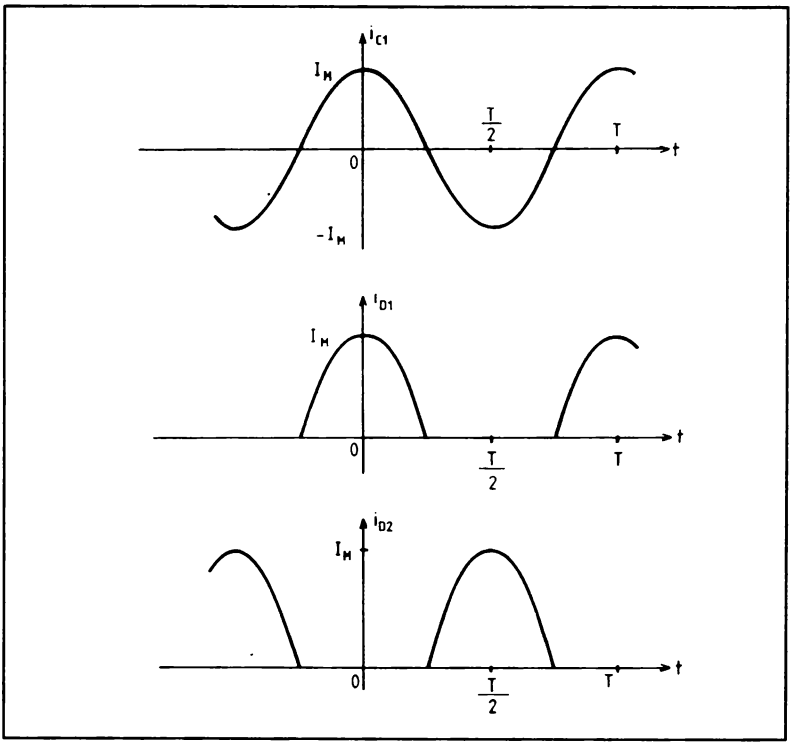


Fig. XIV-5 : Répartition des courants.

Toutefois, si la tension de sortie peut être considérée comme continue, on arrive à :

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv}{dt}$$

On retrouve une répartition du courant dans les diodes similaires à celles qu'on avait précédemment (figure XIV-5). Le condensateur C_2 maintient à ses bornes une tension sensiblement constante qui a été fixée par le seuil de la diode Zener. La composante alternative du courant i_{D1} circule dans C_2 tandis que la composante continue se partage entre la diode Zener et la charge. Le maximum d'intensité disponible pour l'utilisation correspond donc à la valeur moyenne du courant redressé :

$$I_{max} = \frac{I_M}{\pi}$$

Or, l'amplitude du courant alternatif est :

$$I_M = C_1 \omega V_M$$

Soit :

$$I_M = C_1\ 2\pi f\ V\sqrt{2}$$

On en déduit :

$$I_{max} = 2\sqrt{2}\ C_1 f V$$

Cette formule permet de choisir la capacité C_1 quand on s'impose l'intensité maximale I_{max} dans la charge :

$$C_1 = \frac{I_{max}}{2\sqrt{2}\ fV}$$

Le condensateur doit supporter une tension maximale supérieure à l'amplitude du secteur (311 V). On utilise donc une série 400 V.
Le condensateur C_2 se décharge pendant une durée peu différente d'une demi-période. En estimant que le courant débité est sensiblement constant, on a une chute de tension de sortie qui vaut :

$$\Delta u = \frac{i}{C_2}\ \frac{T}{2}$$

Soit :

$$\Delta u = \frac{i}{2C_2 f}$$

On peut alors choisir la capacité minimale qui permet de limiter cette chute à Δu_{max} (le cas le plus défavorable correspondant à l'intensité maximale I_{max}) :

$$C_{2\ min} = \frac{I_{max}}{2f\ \Delta u_{max}}$$

Le calcul étant relativement approché, il faut choisir la valeur de C_2 avec une bonne marge de sécurité.

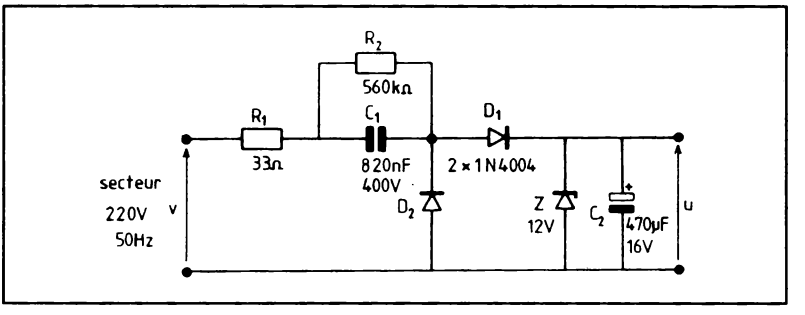


Fig. XIV-6 : Résistances additionnelles.

Enfin, on complète le circuit par deux résistances (figure XIV-6) comme dans le premier montage. La résistance R_1 permet de limiter le courant à la mise sous tension et la résistance R_2 permet la décharge du condensateur C_1 lors de l'arrêt de l'alimentation.

Exemple

On veut réaliser une alimentation fournissant 12 V à une charge pouvant consommer jusqu'à 20 mA. On souhaite que l'ondulation ne dépasse pas 5 %.

On calcule tout d'abord la valeur nécessaire pour la capacité C_1 :

$$C_1 = \frac{20.10^{-3}}{2\sqrt{2} \times 50 \times 220} = 6{,}43.10^{-7} \text{ F}$$

On choisit un condensateur 820 nF, 400 V. On peut ainsi fournir plus de courant que le maximum souhaité. On calcule ensuite la valeur minimale à attribuer à C_2 :

$$C_{2\,min} = \frac{20.10^{-3}}{2 \times 50 \times 0{,}05 \times 12} = 3{,}33.10^{-4} \text{ F}$$

On choisit par exemple un condensateur chimique 470 µF, 16 V. Le fait que ce condensateur est polarisé n'a pas d'importance puisque la tension à ses bornes est toujours de même signe. On impose ensuite une surintensité maximale de 10 A à la mise sous tension. On calcule donc :

$$R_1 = \frac{220\sqrt{2}}{10} = 31{,}1 \ \Omega$$

On choisit une résistance de 33 Ω. Cette valeur est bien faible devant l'impédance du condensateur :

$$\frac{1}{C_1\omega} = \frac{1}{820.10^{-9} \times 2\pi \times 50} = 3\,880 \ \Omega$$

L'intensité efficace en régime permanent est :

$$I_{C1} = \frac{220}{3{,}88} = 56{,}7 \text{ mA}$$

La puissance dissipée dans la résistance de limitation est alors :

$$P_{R1} = 33 \times (56{,}7.10^{-3})^2 = 0{,}106 \text{ W}$$

On peut donc utiliser une série 0,25 W.

Pour la résistance de décharge, on a choisi une valeur de 560 kΩ. Cela conduit à une constante de temps qui vaut :

$$\tau = 560.10^3 \times 820.10^{-9} = 0{,}46 \text{ s}$$

La puissance dissipée est :

$$P_{R2} = \frac{220^2}{560.10^3} = 0{,}086 \text{ W}$$

On utilise donc une série 0,25 W.

Les diodes D_1 et D_2 sont des modèles ordinaires pour le redressement

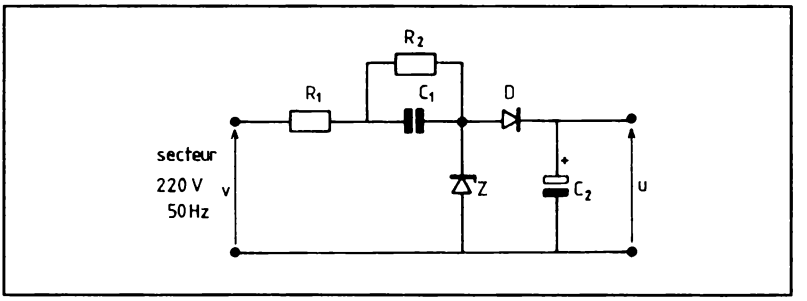


Fig. XIV-7 : On élimine une diode en déplaçant la diode Zener.

1N4004. N'importe quel autre type peut convenir. La diode Zener a une tension nominale de 12 V. La puissance maximale qu'elle doit supporter correspond au fonctionnement à vide. En effet, dans ce cas, tout le courant continu passe par cet élément :

$$i_{Zmax} = \frac{56{,}7\sqrt{2}}{\pi} = 25{,}5 \text{ mA}$$

Cela donne :

$$P_{Z\,max} = 12 \times 25{,}5 = 306 \text{ mW}$$

Une puissance nominale de 400 mW ou 500 mW convient.

QUELQUES VARIANTES

On peut se passer d'une diode en utilisant le schéma de la figure XIV-7. La diode Zener assure ici deux fonctions. Tout d'abord, elle

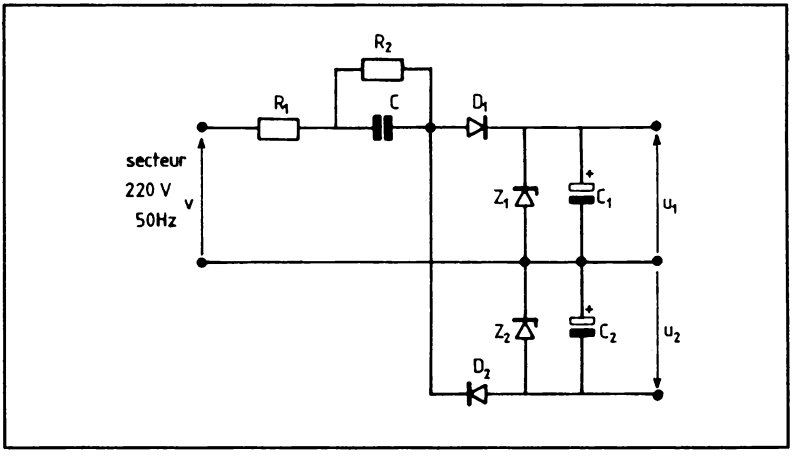


Fig. XIV-8 : Alimentation symétrique.

remplace la diode D_2 des circuits précédents. Ensuite, elle assure l'écrêtage qui fixe la tension de sortie. Toutefois, il apparaît un écart entre la tension de Zener et la tension continue obtenue du fait de la diode D :

$$u = V_Z + v_D$$

La tension v_D est de l'ordre de 0,6 V à 0,7 V. Mise à part cette différence, le choix des composants s'effectue comme dans le montage de base.
En associant deux alimentations simples, on obtient des tensions symétriques. Le schéma correspondant est donné à la figure XIV-8. Il suffit d'inverser les bornes des diodes pour arriver à une tension négative.
On peut également faciliter le filtrage de la tension de sortie en utilisant un redressement en pont comme le montre la figure XIV-9.

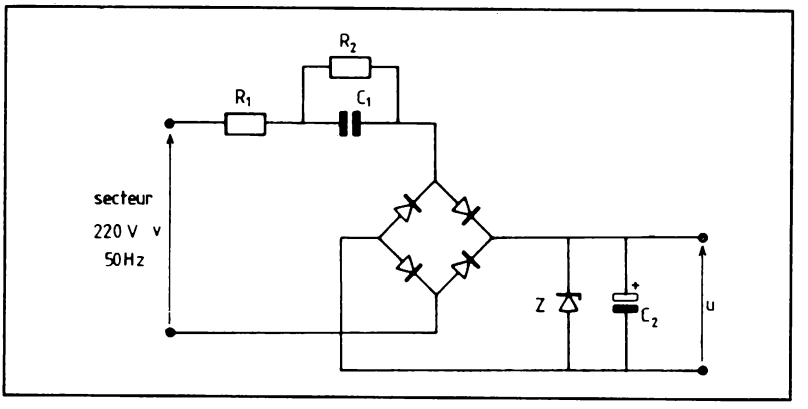


Fig. XIV-9 : On simplifie le filtrage avec un redressement en pont.

En effet, dans la structure de base, on perd une alternance sur deux puisque le courant qui circule dans D_2 ne parvient pas à la charge. Avec l'amélioration envisagée, les deux alternances contribuent au résultat. Cela autorise l'emploi d'une capacité C_2 nettement plus faible pour une même exigence sur le taux d'ondulation de la tension de sortie. On répartit parfois la chute de tension entre deux condensateurs (figure XIV-10). Aucun point du circuit basse tension n'est alors directement relié au secteur. Une autre variante consiste à remplacer deux diodes du pont par des diodes Zener et supprimer celle qui était branchée en sortie (figure XIV-11).
Enfin, il est parfois nécessaire de stabiliser ou de réguler la tension de sortie. On utilise souvent le simple stabilisateur à diode Zener (figure XIV-12), mais on peut également faire appel à un régulateur intégré si le courant débité est plus élevé.

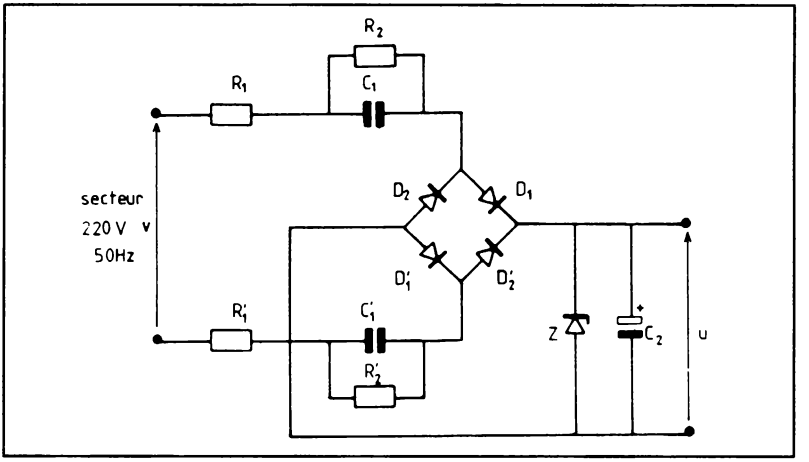


Fig. XIV-10 : Répartition de la chute de tension entre deux condensateurs.

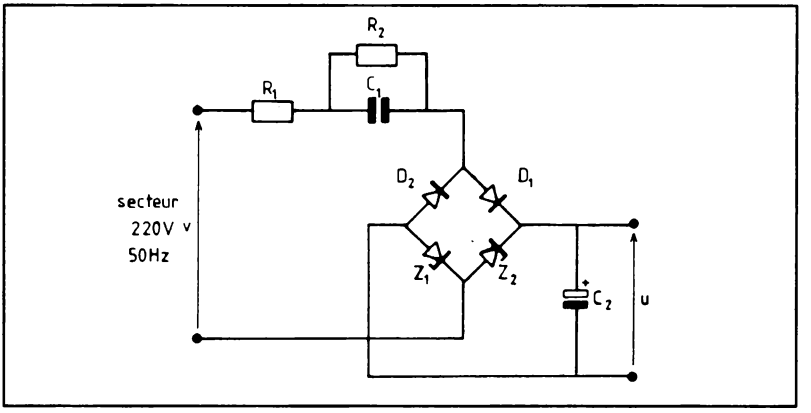


Fig. XIV-11 : On peut remplacer deux diodes du pont par des diodes Zener.

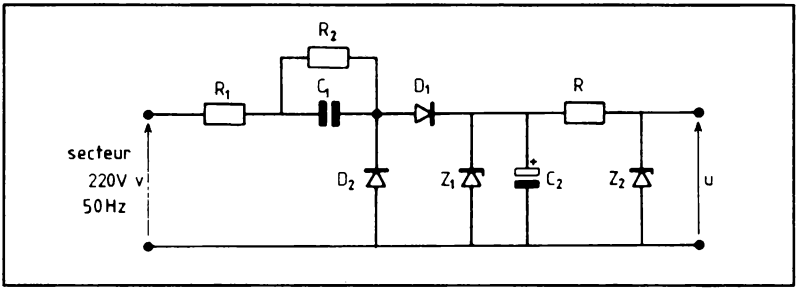


Fig. XIV-12 : Adjonction d'un stabilisateur de tension.

ECHAUFFEMENT DES COMPOSANTS

15

Les puissances mises en jeu dans les alimentations continues étant assez élevées, les pertes d'énergie dans les différents composants (diodes, transistors, régulateurs intégrés...) conduisent à des échauffements non négligeables. Il faut cependant limiter la température afin d'assurer la sécurité et la fiabilité du système. Dans certains cas, le boîtier permet une évacuation suffisante de la chaleur, mais souvent, on est amené à employer des dissipateurs thermiques pour accroître les transferts.

ETUDE GENERALE DES ECHANGES THERMIQUES

LOIS DE BASE

On considère l'échauffement d'un corps homogène source de chaleur. Par exemple, un composant électronique est soumis à l'effet Joule : une partie de la puissance électrique est transformée en puissance thermique. Sous l'effet de l'apport d'une puissance P, deux phénomènes se produisent. En premier lieu, la température du corps s'élève. La quantité de chaleur δQ_1 (en joules) nécessaire pour que la température θ (en kelvins ou en degrés Celsius) d'un corps de masse m (en kilogrammes) et de chaleur massique c (en joules par kelvin et par kilogramme) augmente de $d\theta$ est :

$$\delta Q_1 = mc\ d\theta$$

En second lieu, une certaine quantité de chaleur est cédée au milieu extérieur. Ce transfert peut se faire suivant trois processus distincts : la conduction (transmission sans mouvement de matière), la convection (déplacement d'un fluide) et le rayonnement (émission d'énergie électromagnétique). L'un ou l'autre de ces trois

phénomènes peut être prépondérant suivant les conditions du transfert thermique. Dans le cas de la conduction, la puissance P_e (en watts) cédée est proportionnelle à l'écart de température entre le corps (θ) et le milieu ambiant (θ_a) :

$$P_e = hS\ (\theta - \theta_a)$$

S est la surface d'échange (en mètres carrés) et h le coefficient de transmission thermique (en watts par mètre carré et par kelvin). Lorsque le transfert ne se fait pas uniquement par conduction, on obtient une caractéristique thermique non linéaire. Son allure est en général celle de la figure XV-1. Cela signifie que les déperditions de

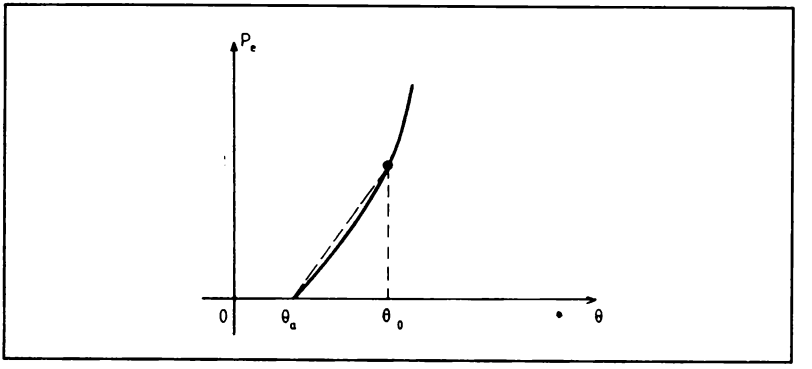


Fig. XV-1 : Caractéristique thermique avec sa linéarisation.

chaleur augmentent d'autant plus que l'échauffement est plus élevé. Toutefois, lorsque l'écart de température n'est pas trop important (quelques dizaines de degrés), on peut procéder à une linéarisation de la courbe (en pointillés sur la figure) et continuer à employer la relation de proportionnalité utilisée pour les phénomènes de conduction. Le coefficient h ne peut être considéré comme constant que dans des conditions de refroidissement données. Si la loi précédente est valable, la quantité de chaleur δQ_2 cédée pendant une durée élémentaire dt (en secondes) s'exprime par :

$$\delta Q_2 = hS(\theta - \theta_a)dt$$

Le bilan énergétique du système conduit à l'équation :

$$\delta Q_1 + \delta Q_2 = Pdt$$

Soit :

$$mcd\theta + hS(\theta - \theta_a)dt = Pdt$$

On arrive donc à une équation différentielle linéaire du premier ordre :

$$mc\frac{d\theta}{dt} + hS\ (\theta - \theta_a) = P$$

ANALOGIE ELECTRIQUE

Dans la relation précédente, on pose :

$$\mathcal{C} = mc$$

$$\mathcal{G} = hS$$

$\mathcal{C}$ est la capacité calorifique du corps (en joules par kelvin) et $\mathcal{G}$ est la conductance thermique entre le corps et le milieu ambiant (en watts par kelvin). On utilise souvent son inverse, la résistance thermique (en kelvins par watt) :

$$\mathcal{R} = \frac{1}{\mathcal{G}}$$

L'équation différentielle s'écrit alors :

$$\mathcal{C}\frac{d\theta}{dt} + \mathcal{G}(\theta - \theta_a) = P$$

On constate une analogie formelle entre les phénomènes thermiques et l'électrocinétique. Il suffit en effet de faire les correspondances du tableau suivant :

Echanges thermiques	Electrocinétique
Puissance thermique P	Intensité I
Température θ	Potentiel v
Différence de température $\theta - \theta_a$	Différence de potentiel (tension) $u = v_A - v_B$
Résistance thermique $\mathcal{R}$	Résistance R
Conductance thermique $\mathcal{G}$	Conductance G
Capacité thermique $\mathcal{C}$	Capacité C

Dans ces conditions, l'équation différentielle précédente est celle du circuit électrique analogue de la figure XV-2. L'intérêt de cette

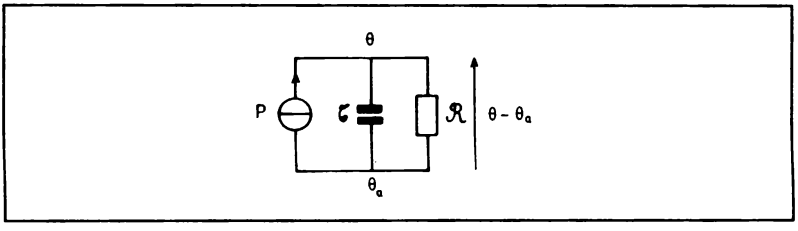


Fig. XV-2 : Circuit électrique analogue.

représentation apparaît surtout lorsque les échanges thermiques se produisent entre plusieurs corps. On peut alors tracer des schémas électriques qui traduisent les différentes équations puis raisonner

comme en électrocinétique. On utilise la loi des nœuds, la loi des mailles, mais aussi les formules d'association d'éléments en série ou en parallèle, le théorème de Thevenin, etc. Cela facilite beaucoup l'étude et permet à l'électronicien de retrouver des méthodes familières. Il ne faut cependant pas oublier que la réalité physique est un peu plus complexe à cause de la non linéarité de la caractéristique thermique lorsque les phénomènes de convection et de rayonnement sont en jeu. Les résultats obtenus par l'application sans discernement de l'analogie électrique peuvent alors être erronés.

ECHAUFFEMENT EN REGIME CONTINU

On considère qu'une puissance P constante est fournie au corps à partir d'un instant choisi comme origine des temps. Il s'agit donc d'une excitation du système par un échelon. La résolution de l'équation différentielle conduit à une réponse exponentielle :

$$\theta - \theta_a = \Delta\theta_M \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_t}}\right)$$

La constante de temps thermique est :

$$\tau_t = \mathcal{R}C$$

L'allure de la courbe est indiquée à la figure XV-3. Au bout d'un certain temps, la température se stabilise, c'est le régime permanent :

$$\theta - \theta_a = \Delta\theta_M = \mathcal{R}P$$

La durée de la montée en température (le régime transitoire) ne peut se chiffrer qu'en imposant un écart maximal par rapport au niveau final puisque la courbe présente une asymptote horizontale. On peut estimer de manière approchée que la valeur de régime permanent est atteinte à mieux que 5 % au bout de $3\tau_t$ et à mieux que 1 % au bout de $5\tau_t$. Une particularité de la courbe est que la tangente au point de départ coupe l'asymptote après une constante de temps. La réponse obtenue correspond bien à celle du circuit électrique de la figure XV-

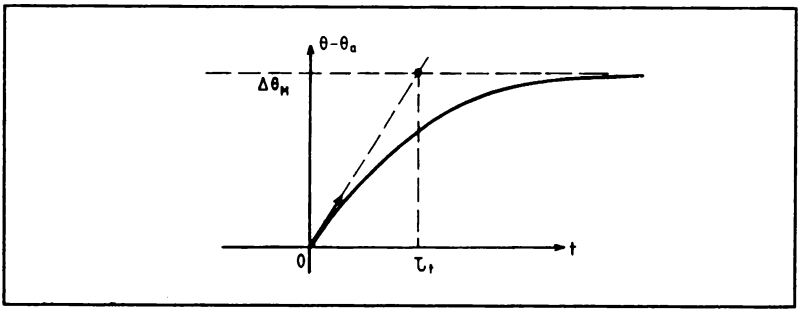


Fig. XV-3 : Réponse à un échelon.

2 : c'est la charge d'un condensateur par un générateur de courant présentant une résistance interne. La conclusion de cette étude est que la température croît progressivement avant d'atteindre sa valeur de régime permanent et que c'est cette dernière qui représente le cas le plus défavorable pour les calculs d'échauffements.

ECHAUFFEMENT EN REGIME VARIABLE

On considère par exemple une variation de puissance en signal périodique rectangulaire (figure XV-4). Lorsque la puissance est P, la température du corps s'élève exponentiellement tandis que lorsque la

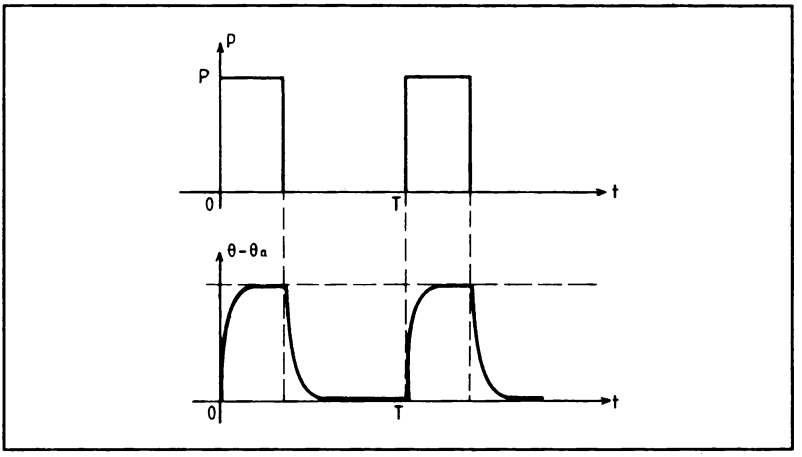


Fig. XV-4 : Réponse à une variation lente de puissance.

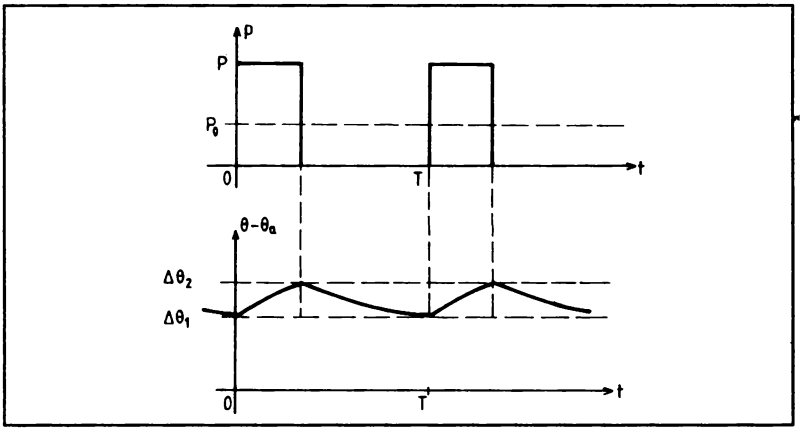


Fig. XV-5 : Réponse à une variation rapide de puissance.

puissance est nulle, la température diminue exponentiellement. Si les variations de puissance sont lentes (durées supérieures à plusieurs constantes de temps thermiques), les branches d'exponentielles atteignent pratiquement leurs asymptotes (figure XV-4). La température maximale est la même qu'en régime continu pour une puissance P. Par contre, si les variations de puissance sont rapides, les fluctuations de température se stabilisent entre deux limites comme le montre la figure XV-5 : les asymptotes ne sont jamais atteintes. Ce régime établi succède à une montée progressive en température qui a l'allure indiquée à la figure XV-6. Si les variations sont suffisamment rapides (durées très inférieures à la constante de temps thermique), la température fluctue très peu autour d'une valeur moyenne qui correspond à l'échauffement dû à la puissance moyenne P_o.

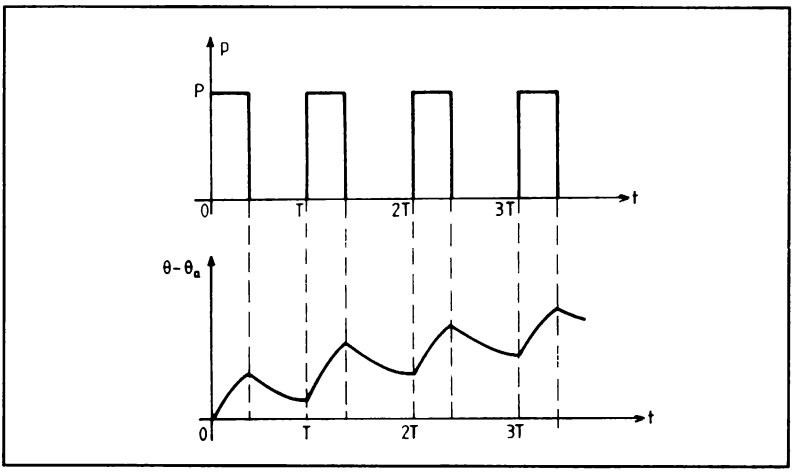


Fig. XV-6 : Régime transitoire de montée en température.

APPLICATION AUX COMPOSANTS ELECTRONIQUES

PUISSANCE DISSIPEE

DIODES DE REDRESSEMENT

Les variations des signaux à la fréquence de 50 Hz sont assez rapides pour qu'on puisse considérer la puissance moyenne pour les calculs d'échauffement. De manière générale, la puissance moyenne dissipée dans une diode est :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T vi \; dt$$

On peut souvent se contenter d'un calcul approché en linéarisant la caractéristique directe :

$$v = V_o + r_D i$$

La puissance s'exprime alors en fonction de l'intensité moyenne I_o et de l'intensité efficace I :

$$P = V_o I_o + r_D I^2$$

TRANSISTORS EN REGIME LINEAIRE

Si les tensions et les courants sont continus, la puissance dissipée totale est :

$$P = V_{CE} I_C + V_{BE} I_B$$

Le second terme est en général assez faible et on se contente de la formule approchée :

$$P \approx V_{CE} \; I_C$$

DIODES ZENER

En continu, la puissance dissipée est :

$$P = V_Z \; I_Z$$

REGULATEURS LINEAIRES

Le courant de repos étant en général faible devant le courant de sortie, la puissance dissipée s'exprime par :

$$P = (v_E - v_S) \; i_S$$

COMPOSANTS EN COMMUTATION

La puissance dissipée est faible car elle n'est due qu'aux imperfections des composants. Ce sont essentiellement les pertes de commutation qui sont en cause. Leur évaluation est souvent assez délicate.

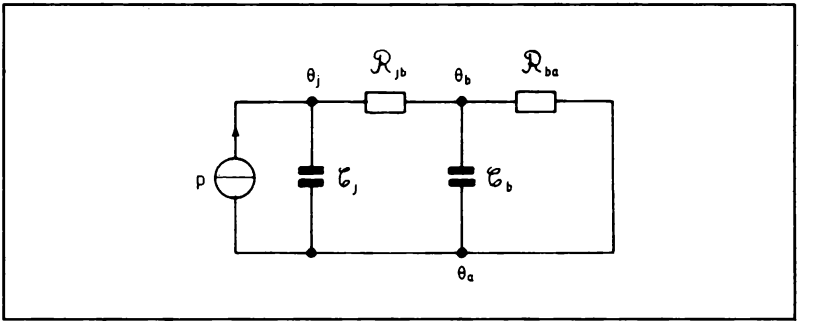


Fig. XV-7 : Schéma électrique analogue pour l'échauffement d'un composant seul.

ECHAUFFEMENT D'UN COMPOSANT SEUL

Pour les éléments de faible puissance, c'est uniquement le boîtier qui permet l'évacuation de la chaleur. L'énergie est produite au niveau d'une jonction (température θ_j). Elle sert d'abord à échauffer la pastille de semi-conducteur (capacité thermique C_j) pour une partie tandis que le reste est transmis au boîtier (résistance thermique $\mathcal{R}_{jb}$). La température θ_b du boîtier s'élève (capacité thermique C_b) et une certaine quantité de chaleur est évacuée vers le milieu ambiant (résistance thermique $\mathcal{R}_{ba}$). On peut en général considérer que la température θ_a du milieu ambiant reste constante. Ces différents phénomènes peuvent être représentés par le schéma de la figure XV-7. Le cas le plus défavorable qui nous intéresse pour la conception correspond au régime permanent (température maximale). On peut

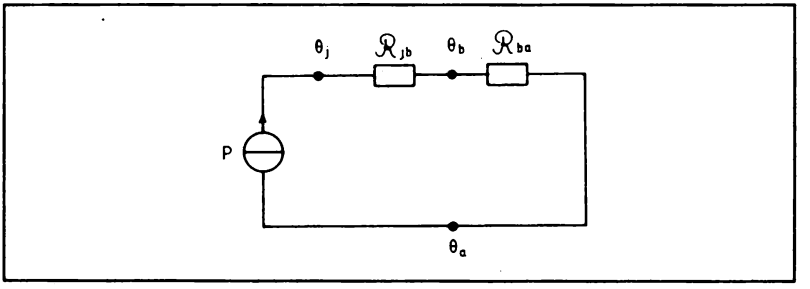


Fig. XV-8 : Schéma valable pour le régime permanent.

alors simplifier le schéma puisque les capacités thermiques n'interviennent plus (figure XV-8). Après association en série des résistances thermiques, on parvient au schéma de la figure XV-9. Sa mise en équation conduit à :

$$\theta_j - \theta_a = \mathcal{R}_{ja} P$$

Pour un composant donné, la valeur de $\mathcal{R}_{ja}$ est indiquée dans la notice. La température ambiante maximale est imposée par le cahier

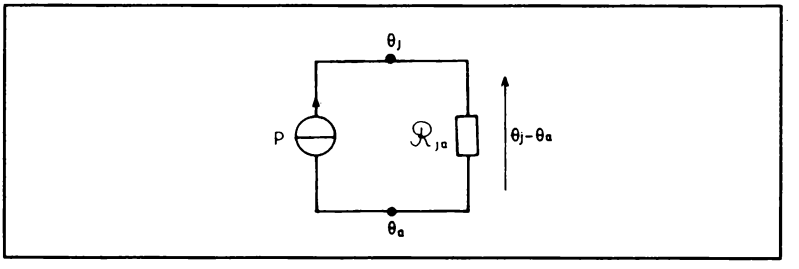


Fig. XV-9 : Simplification par association des résistances thermiques.

des charges du dispositif ou évaluée en fonction des conditions d'emploi du composant. L'équation précédente permet de calculer la température maximale atteinte par la jonction :

$$\theta_{j\,max} = \mathcal{R}_{ja} P_{max} + \theta_{a\,max}$$

Ce maximum doit être inférieur à la limite absolue indiquée dans la notice (en général 150°C). Il est cependant souhaitable de limiter la température de la jonction afin d'assurer une meilleure fiabilité du composant. On impose en général un maximum de moins de 100°C. Le calcul précédent n'est qu'approché. En effet, si le transfert thermique entre jonction et boîtier s'effectue bien par conduction, ce qui permet de définir une résistance thermique constante, la transmission d'énergie entre le boîtier et l'air ambiant se fait par convection et par rayonnement et la résistance thermique correspondante dépend du point de fonctionnement utilisé. De plus, le transfert se fait également par conduction vers les soudures du composant (température θ_s) puis par convection et rayonnement du support du composant vers l'air ambiant. Cela correspond alors au schéma de la figure XV-10

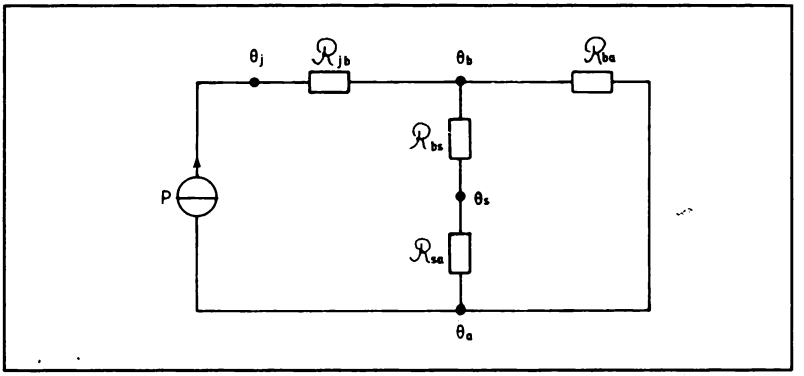


Fig. XV-10 : Evacuation d'une partie de la chaleur par la soudure.

ECHAUFFEMENT D'UN COMPOSANT MUNI D'UN DISSIPATEUR THERMIQUE

Si la température de jonction atteinte est trop élevée, on améliore les échanges thermiques en plaçant le composant sur une plaque métallique appropriée appelée dissipateur thermique, ou refroidisseur, ou encore radiateur. Dans ce cas, seule une petite partie de la chaleur est évacuée directement du boîtier vers l'air ambiant. L'essentiel passe par l'intermédiaire du dissipateur thermique. Le transfert entre boîtier et refroidisseur est caractérisé

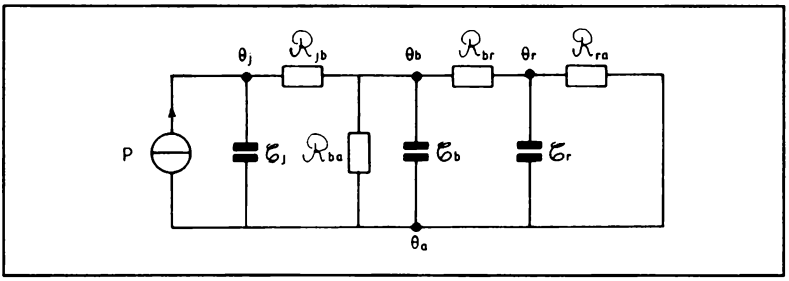


Fig. XV-11 : Schéma électrique analogue pour l'échauffement d'un composant sur refroidisseur.

par la résistance thermique $\mathcal{R}_{br}$. Le dissipateur s'échauffe, ce qui correspond à une capacité thermique C_r. Enfin, la chaleur est transmise à l'air ambiant (résistance thermique $\mathcal{R}_{ra}$). Les différents échanges du système sont représentés par le schéma de la figure XV-11. Le problème est de choisir un dissipateur correctement dimensionné pour limiter la température de jonction à une valeur donnée. Le cas le plus défavorable est toujours le régime permanent auquel correspond le schéma de la figure XV-12. Les échanges directs

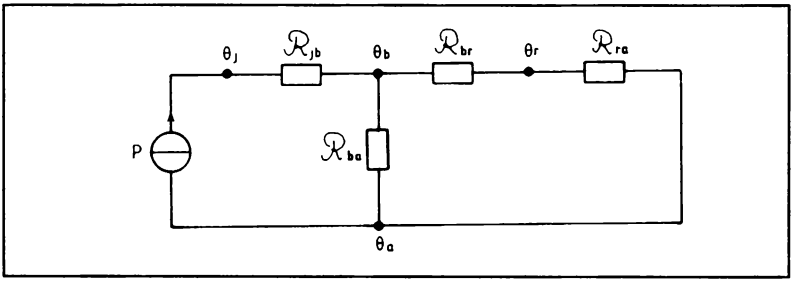


Fig. XV-12 : Schéma valable pour le régime permanent.

entre boîtier et air ambiant sont faibles par rapport à ceux qui se produisent par l'intermédiaire du refroidisseur. Cela signifie que la résistance thermique $\mathcal{R}_{ba}$ est beaucoup plus grande que la somme $\mathcal{R}_{ba} + \mathcal{R}_{ra}$ et qu'on peut alors simplifier le schéma comme le montre la figure XV-13. L'équation correspondante s'écrit :

$$\theta_j - \theta_a = \mathcal{R}_{ja} P$$

La température maximale de la jonction est donc :

$$\theta_{j\,max} = \mathcal{R}_{ja} P_{max} + \theta_{a\,max}$$

La résistance thermique totale est :

$$\mathcal{R}_{ja} = \mathcal{R}_{jb} + \mathcal{R}_{br} + \mathcal{R}_{ra}$$

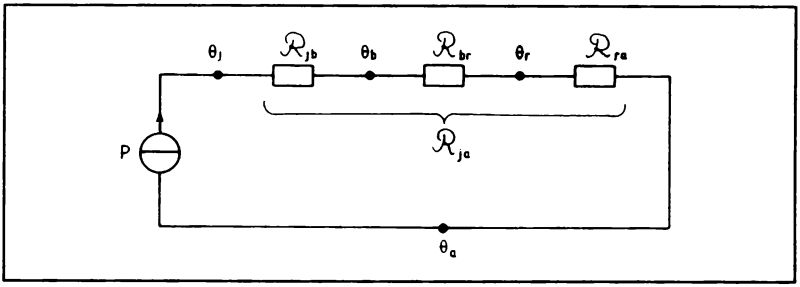


Fig. XV-13 : Schéma simplifié.

Pour limiter la température de la jonction à une valeur donnée, il faut que cette résistance thermique reste inférieure à un maximum :

$$\mathcal{R}_{ja\ max} = \frac{\theta_{j\ max} - \theta_{a\ max}}{P_{max}}$$

$\mathcal{R}_{jb}$ est donnée dans la notice du composant. Par contre, $\mathcal{R}_{br}$ dépend des conditions de fixation de l'élément sur le dissipateur. Le composant peut être placé directement sur le refroidisseur, mais on interpose le plus souvent une mince feuille de mica pour assurer un isolement électrique. L'emploi d'une graisse aux silicones permet d'améliorer la conduction thermique. Selon les cas (type de boîtier, conditions de fixation), la résistance thermique $\mathcal{R}_{br}$ vaut de 0,1 K/W à 2 K/W. Comme ce terme est en général nettement plus faible que la somme des autres résistances thermiques, on se contente d'une estimation. Pour un montage avec mica et graisse aux silicones, on prend souvent 0,5 K/W pour un boîtier TO-3 et 1 K/W pour un boîtier TO-220. Il reste alors à déterminer le dissipateur nécessaire. Si la valeur de $\mathcal{R}_{jb}$ est supérieure au maximum autorisé pour $\mathcal{R}_{ja}$, le problème est impossible à résoudre. Il faut alors changer de composant (utilisation d'un autre type de boîtier). Dans le cas contraire, on peut calculer la valeur maximale de la résistance thermique du dissipateur :

$$\mathcal{R}_{ra\ max} = \frac{\theta_{j\ max} - \theta_{a\ max}}{P_{max}} - \mathcal{R}_{jb} - \mathcal{R}_{br}$$

On choisit alors un modèle adéquat dans les catalogues des fabricants. Dans certains cas, il est plus pratique ou plus économique de réaliser soi-même le dissipateur à partir d'une plaque métallique. Des formules permettent alors de le dimensionner correctement suivant sa forme et sa position.

Exemple

On dispose d'une tension continue de 10 V et on souhaite obtenir une tension régulée de 5 V pour un débit de 0,5 A. On utilise un régulateur intégré. La puissance dissipée dans ce circuit est :

$$P_{max} = (10 - 5) \times 0{,}5 = 2{,}5 \text{ W}$$

On estime que la température ambiante peut atteindre 60°C et on souhaite limiter la température de la jonction à 100°C. On choisit un régulateur du type 7805 en boîtier TO-220. La résistance thermique $\mathcal{R}_{jb}$ de ce circuit vaut 4 K/W. On évalue $\mathcal{R}_{br}$ à 1 K/W pour un montage avec mica et graisse aux silicones. On peut alors calculer la résistance thermique maximale du refroidisseur :

$$\mathcal{R}_{ra\ max} = \frac{100 - 60}{2{,}5} - 4 - 1 = 11 \text{ K/W}$$

Un modèle de résistance thermique 10 K/W pour boîtier TO-220 se trouve facilement dans les catalogues des constructeurs.

Il arrive parfois qu'on utilise un radiateur unique pour plusieurs composants (par exemple un régulateur intégré associé à un transistor de puissance). Dans ce cas, il y a deux sources de puissance thermique. Le schéma électrique analogue est donné à la figure XV-14 pour le régime permanent.

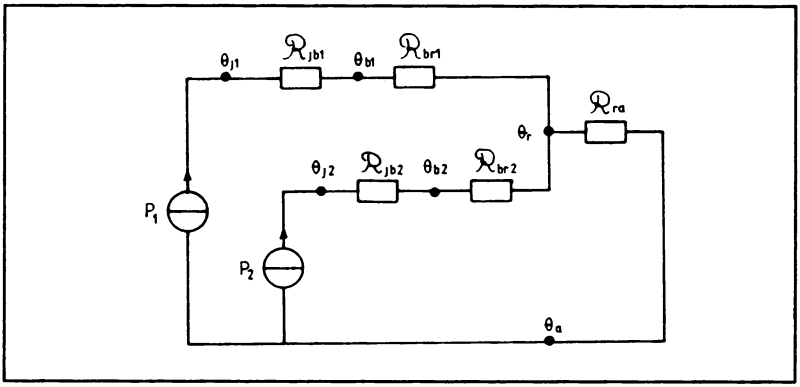


Fig. XV-14 : Schéma électrique analogue pour l'échauffement de deux composants montés sur le même dissipateur (régime permanent).

Bibliographie

Champenois : "Alimentations, thyristors et optoélectronique". Editions du Renouveau Pédagogique.

Damaye, Gagne : "Alimentations électroniques". Editions Radio.

Fantou : "Calcul pratique des alimentations". Editions Radio.

Hnatek : "Design of Solid State Power Supply". Van Nostrand Reinhold.

Lecorguillier : "Les redresseurs en simple alternance". Eyrolles.

Mounic : "Redressement. 1re partie". Foucher.

Schreiber : "270 schémas. Alimentations". Editions Radio.

Sinclair : "Electronic Power Supply Handbook". PC Publishing.

DOCUMENTATIONS DES CONSTRUCTEURS

Intersil. Component Data Catalog, 1987.

Lambda. Catalogue général 1988. Applications Handbook.

Motorola. Linear/Switchmode Voltage Regulator Handbook, 1989.

National Semiconductor. Linear Data Book 1, 1988. Linear Applications Handbook, 1986. Voltage Regulator Handbook, 1975.

Raytheon. Linear.

SGS Thomson. Industry Standard Analog IC Databook, 1989. Power Supply Applications Manual, 1985.

Siemens. Alimentations à découpage.

Texas Instruments. Linear Circuits 2, 1989. Linear and Interface Circuit Applications, 1986.

Unitrode. Linear Integrated Circuits Databook, 1987-1988.

Table des matières

Préface **5**

Chapitre 8
Structure des convertisseurs à découpage **7**
— Convertisseurs à bobine
  • Convertisseur abaisseur
  • Convertisseur élévateur
  • Convertisseur inverseur
— Convertisseurs à transformateur
  • Convertisseur à récupération d'énergie
  • Convertisseur à transfert direct
  • Convertisseur en demi-pont
  • Convertisseur en pont
  • Convertisseur symétrique

Chapitre 9
Régulateurs de tension à découpage **55**
— Principes
  • Régulateurs à modulation de largeur d'impulsion
  • Régulateurs à temps de conduction fixe
  • Régulateurs à blocage des commutations
— Circuits intégrés spécialisés
— Exemples de régulateurs abaisseurs
  • Montage utilisant un circuit intégré SG3524
  • Montage utilisant un circuit intégré LM3578
  • Montage utilisant un circuit intégré TL497
  • Montage utilisant un circuit intégré μA78S40
— Exemples de régulateurs élévateurs
  • Montage utilisant un circuit intégré LM3578
  • Montage utilisant un circuit intégré TL497
  • Montage utilisant un circuit intégré μA78S40
— Exemples de régulateurs inverseurs
  • Montage utilisant un circuit intégré LM3578
  • Montage utilisant un circuit intégré TL497

• Montage utilisant un circuit intégré μA78S40

Chapitre 10
Stabilisateurs et régulateurs de courant **111**
— Stabilisateur de courant à transistor et diode Zener
• Principe
• Choix des composants
• Coefficients de stabilisation
— Régulateur de courant à amplificateur opérationnel
• Principe
• Coefficients de régulation
— Régulateur de courant utilisant un régulateur de tension à trois bornes
• Montage avec un régulateur de tension fixe
• Montage avec un régulateur de tension réglable
• Réglage du courant de sortie
• Montage avec un régulateur de tension et de courant réglable
— Régulateur de tension et de courant
• Principe
• Montage utilisant deux régulateurs intégrés
• Montage avec un régulateur de tension et de courant réglable

Chapitre 11
Protection et surveillance des alimentations **129**
— Protection contre les surintensités
• Fusible
• Protection par limitation de courant
• Limiteur à courant constant
• Limiteur par délestage
— Protection contre les surtensions
• Principe
• Détecteur à diode Zener
• Détecteur à diode Zener et amplificateur opérationnel
• Circuit intégré spécialisé
• Limiteurs de tension complets
— Surveillance

Chapitre 12
Convertisseurs continu-continu sans bobinage **147**
— Principe
— Convertisseurs à diodes
• Obtention du signal carré
• Convertisseur inverseur
• Convertisseur élévateur
• Convertisseur inverseur élévateur
— Régulation d'un convertisseur
— Circuits intégrés spécialisés

• Description
• Convertisseur inverseur

Chapitre 13
Redresseurs élévateurs de tension **175**
— Redresseurs doubleurs de tension
• Doubleur de Schenkel
• Doubleur de Latour
• Doubleur en pont
— Redresseurs multiplicateurs
• Tripleur
• Quadrupleur
• Multiplicateur de Greinacher

Chapitre 14
Alimentations sans isolement **203**
— Alimentation d'une diode électroluminescente à partir du secteur
— Alimentation d'une charge quelconque
— Quelques variantes

Chapitre 15
Echauffement des composants **215**
— Etude générale des échanges thermiques
• Lois de base
• Analogie électrique
• Echauffement en régime continu
• Echauffement en régime variable
— Application aux composants électroniques
• Puissance dissipée
• Echauffement d'un composant seul
• Echauffement
d'un composant muni d'un dissipateur thermique

Bibliographie **227**

THEMES ABORDES
DANS LE 1er TOME DES ALIMENTATIONS

CHAPITRE 1 : Présentation.

CHAPITRE 2 : Transformateur.

CHAPITRE 3 : Redresseurs.

CHAPITRE 4 : Filtres capacitifs.

CHAPITRE 5 : Stabilisateurs et régulateurs. Généralités.

CHAPITRE 6 : Stabilisateurs de tension.

CHAPITRE 7 : Régulateurs de tension linéaires.

rcuits électroniques ont un point commun : ils ont ergie pour fonctionner. Sauf rares exceptions, cette t fournie par une source de tension continue : on. Cet ouvrage propose d'en maîtriser la conception e. Etant donné le niveau de détail des sujets abordés, en deux tomes : le premier va du transformateur au le tension. Le second aborde des technologies plus nt des alimentations à découpage jusqu'aux circuits n. Au fil de ces deux tomes, l'auteur délivre les athématiques et physiques indispensables à la on des phénomènes qui régissent le fonctionnement nts utilisés dans les alimentations. Mais leur lecture d'appliquer ces connaissances au calcul de circuits n directement utilisables par l'amateur aussi bien ctronicien chevronné qui y trouvera les références in.

est agrégé de physique et professeur en BTS e.

emap•alpha

Diffusion

EYROLLES